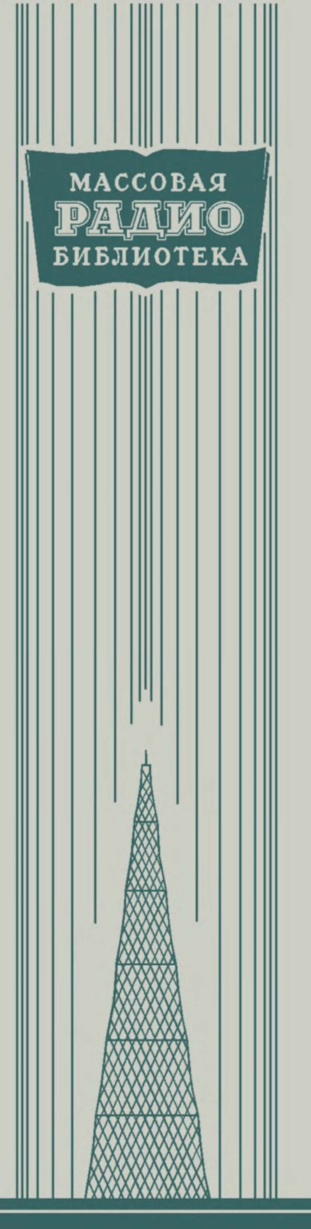
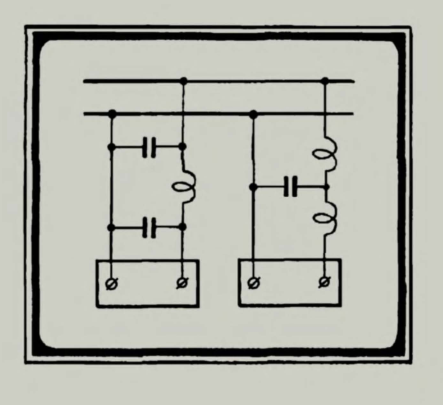


Д. А. КОНАШИНСКИЙ

ЧАСТОТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 344

Д. А. КОНАШИНСКИЙ

ЧАСТОТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Издание третье, переработанное



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1959 ЛЕНИНГРАД

В книге излагаются основные сведения о простейших электрических цепях, и на основании этих сведений рассматриваются принципы работы полосных фильтров из связанных контуров, фильтров типа k и типа m. Дается понятие о других фильтрах LC. Рассматриваются электромеханические (пьезоэлектрические и магнитострикционные) фильтры и фильтры реостатно-емкостные. В конце книги излагаются сведения о сглаживающих фильтрах.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение 3
Простейшие электрические фильтры 26
Полосные фильтры из связанных контуров 32
Фильтры типа k 52
Фильтры типа m 80
Понятие о некоторых других типах сложных фильтров 88
Понятие об электромеханических фильтрах 95
О фильтрах из цепей с распределенными постоянными 106
Влияние потерь в элементах фильтра на его работу 108
Цепи RC в качестве фильтров 110
Сглаживающие фильтры 117
Приложение. Основные сведения о комплексных числах 126
Литература 128

Конашинский Дмитрий Алексеевич

ЧАСТОТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Редактор *Ю. Н. Пленкин* Техн. редактор *Н. И. Борунов*

Сдано в набор 29/IV 1959 г. Подписано к печати 14/VII 1959 г.
Т-07859. Бумага $84 \times 108^1/_{32}$. 6,56 печ. л. Уч.-изд. л. 7,6
Тираж 55 000 экз. Цена 3 р. 05 к. Заказ 227

Типография Госэнергоиздата. Москва. Шлюзовая наб., д. 10.

ВВЕДЕНИЕ

Фильтрами обычно называют аппараты для разделения — при помощи различного рода пористых тел или перегородок — механической смеси жидких (или газовых) и твердых тел. Встречающиеся в повседневной жизни почти на каждом шагу такие механические фильтры стали для нас зачастую настолько заурядным явлением, что мы не задумываемся даже над тем, что тот или иной прибор или аппарат есть не что иное, как фильтр, например сетка для отделения кофейной гущи от жидкости, приборы для очистки воды, сито для просеивания муки и т. п. Аналогичными механическим фильтрам являются частотные электрические фильтры — устройства, пропускающие в данной электрической цепи переменные токи одной частоты и задерживающие токи другой частоты или задерживающие токи определенной полосы частот и пропускающие токи другой полосы частот, или наоборот. Почти безупречная работа современных радиоустройств — передатчиков, приемников, телевизионных и радиолокационных устройств и т. п. — является результатом широкого применения частотных электрических фильтров как в силовой части, так и в высокочастотных и низкочастотных частях этих устройств.

Частотные электрические фильтры находят очень широкое применение в современной технике. Ими пользуются при изучении характеристик оборудования связи, при передаче импульсов сложной формы, каковые представляют собой, например, речь, музыка и т. п. Они дают возможность разложить сложный звук на его составные частоты для их изучения или выделения для каких-либо других надобностей. Их широко используют, например, в телефонии для исправления некоторых ее недостатков — для ослабления одних частот или для выделения, придания большей выразительности другим частотам. С помощью так назы-

ваемых полосных фильтров можно выделять отдельные полосы частот. Это дает возможность производить по одной и той же линии телефонной цепи или по радио одновременно несколько передач, а потом эти передачи на приемном пункте отделить друг от друга. Например, в схеме, известной под названием телефонии на несущей частоте, по одной и той же паре проводов можно передавать одновременно 10 телеграфных депеш на 10 разных частотах, лежащих несколько выше звуковых частот, две обычные телеграфные передачи и несколько обыкновенных телефонных разговоров. Разделение этих одновременных передач осуществляется в месте приема с помощью частотных электрических фильтров, каждый из которых выделяет только ту полосу частот, для пропуска которой он предназначен, и подводит эту полосу частот к соответствующему аппарату, не пропуская в то же время к нему все другие одновременные с этой передачи. Многоканальная радиосвязь при соответствующей полосе пропускания частот приемно-передающей аппаратурой делает возможной одновременную передачу одной или двух телевизионных программ и двух-трех сотен телефонных разговоров. Каждая из этих передач направляется соответствующими фильтрами к месту своего назначения.

Принцип работы любого частотного электрического фильтра (в дальнейшем мы для краткости будем называть частотные электрические фильтры электрическими фильтрами или просто фильтрами) нетрудно понять, если отчетливо представлять поведение основных, элементарных электрических цепей, из которых и составляются все электрические фильтры, при прохождении через них электрических токов разных частот. Поэтому наше изложение о работе фильтров мы начнем с рассмотрения именно этого вопроса.

Но раньше чем приступить к чтению изложенного ниже материала, рекомендуем тщательно ознакомиться с изложенными в конце книги основными элементарными понятиями о комплексных числах. Мы решились на применение здесь элементарных правил комплексного или символического метода из тех соображений, что это позволит более кратко и более строго изложить материал, и потому, что ознакомление в основных чертах с этим методом здесь позволит читателю без особого труда перейти к чтению более серьезной и более подробной литературы о частотных электрофильтрах.

Действие всех типов частотных электрических фильтров основано на следующих четырех свойствах цепей переменного тока.

1. Индуктивность представляет значительно меньшее сопротивление прохождению через нее токов низкой частоты или тока постоянного — постоянный ток можно рассматривать как ток переменный с частотой, равной нулю,— *чем токов высокой частоты.*

Действительно, из теории электротехники известно, что чистая индуктивность, т. е. катушка, не содержащая в себе активного сопротивления, обусловливающего в ней потерю мощности, и не обладающая собственной емкостью, представляет для проходящего через нее переменного тока сопротивление в омах, определяемое формулой

$$X_L = \omega L = 2\pi f L,$$

где $\pi = 3{,}14$;

f — частота проходящего через индуктивность тока, *гц*;

L — величина индуктивности, *гн*.

Это сопротивление $X_L = \omega L$ носит название индуктивного сопротивления и является величиной положительной.

Когда частота f проходящего через индуктивность тока равна нулю, т. е. через индуктивность проходит постоянный ток, то $X_L = 6{,}28 \cdot 0 \cdot L = 0$ — индуктивное сопротивление катушки постоянному току равно нулю. По мере увеличения частоты пропорционально возрастанию последней будет увеличиваться и индуктивное сопротивление катушки. Это свойство иллюстрировано графически на рис. 1. Приведенная на том же рисунке векторная диаграмма показывает, что в случае чистой — идеальной — индуктивности ток I, проходящий через нее, и приложенное к ней напряжение U сдвинуты по фазе друг относительно друга на 90° — напряжение U опережает ток I на угол φ, равный $+90°$,— угол сдвига фаз получается положительным.

Это можно записать в символической форме как

$$\dot{U}_L = jX_L \dot{I}^*,$$

где $jX_L = j\omega L$ — реактивное сопротивление индуктивности.

---

* Над символами, изображающими комплексные синусоидальные величины, принято ставить точки.

Всякая реальная катушка обладает некоторым активным сопротивлением, учитывающим все имеющие в ней место потери мощности: потери в меди провода, в изоляции каркаса, потери в окружающих катушку предметах и т. д. Это активное сопротивление R_L увеличивает полное

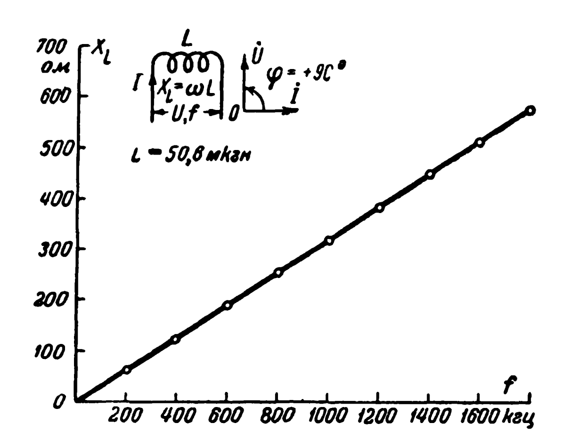


Рис. 1. Кривая изменения реактивного сопротивления индуктивности в зависимости от частоты:

f, кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X_L, ом	0	64	128	191	256	318	381	445	508	572

сопротивление Z_L катушки, которое, если считать, что R_L и X_L включены последовательно друг с другом, равно $Z = R_L + jX_L$, а модуль этого сопротивления равен $Z_L = \sqrt{R_L^2 + X_L^2}$.

Реальная катушка индуктивности теряет свойства идеальной индуктивности, т. е. угол φ сдвига фаз между U и I равен не 90°, а меньшей величине, определяемой из соотношения $\operatorname{tg}\varphi = \frac{X_L}{R_L} = \frac{\omega L}{R_L} = Q_L$, которое характеризует качество катушки — добротность Q_L: чем больше Q_L, т. е. чем меньше R_L, тем больше катушка приближается к идеальной.

При низких частотах Q_L с увеличением частоты возрастает, так как с увеличением частоты ωL возрастает гораз-

до быстрее, чем увеличивается с повышением частоты R_L. При высоких частотах сопротивление R_L резко возрастает по многим причинам: за счет поверхностного эффекта в проводе катушки, эффекта близости, диэлектрических потерь и за счет проявления влияния собственной емкости катушки, так что добротность последней уменьшается. В относительно узком диапазоне частот, для работы в котором данная катушка рассчитана, Q_L можно считать приблизительно постоянной величиной.

Как было уже сказано, на работу катушки влияет ее собственная емкость, поэтому данная катушка не должна работать на частотах более высоких, чем для которых она предназначена. Для уменьшения собственной емкости катушки применяют специальные способы их намоток.

У реальных катушек Q_L в диапазоне радиочастот лежит в пределах приблизительно от 30 до 200—250 и редко — в специальных установках — достигает значений 300—400. Для тональных частот Q_L лежит в пределах приблизительно от 1 до 10—15.

Обычно у правильно рассчитанной и сконструированной катушки активное сопротивление R_L очень мало по сравнению с ее реактивным сопротивлением X_L и потому в некоторых случаях им можно в первом приближении пренебрегать и считать, что данная катушка обладает только реактивным сопротивлением, как это и сделано при построении кривой рис. 1. Но в некоторых случаях, в частности в фильтрах, даже и это небольшое активное сопротивление существенно влияет на условия работы фильтров. Учитывать это влияние сейчас мы не будем, так как это усложнило бы изложение вопроса, но в дальнейшем, в своем месте, мы укажем, в чем сказывается влияние активных сопротивлений элементов, составляющих электрический фильтр, на работу последнего.

2. *Емкость представляет значительно меньшее сопротивление прохождению через нее токов высокой частоты, чем токов низкой частоты, и полностью задерживает*— «блокирует»—*прохождение через нее постоянного тока.*

Из теории электротехники известно, что чистая — идеальная — емкость, т. е. конденсатор, без активного сопротивления и индуктивности, представляет для проходящего

через нее переменного тока сопротивление в омах, которое определяется формулой

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C},$$

где $\pi = 3,14$;

f — частота проходящего через емкость тока, *гц*;
C — величина емкости, *ф*.

Это сопротивление $X_C = \frac{1}{\omega C}$ носит название емкостного сопротивления — величина положительная.

Приведенная формула показывает, что сопротивление взятой емкости изменяется обратно пропорционально частоте проходящего через нее переменного тока. Когда частота проходящего через емкость тока равна нулю ($f=0$), $X_C = \frac{1}{2\pi 0 C} = \infty$. По мере увеличения частоты емкостное сопротивление конденсатора уменьшается, и при бесконечно большой частоте оно равно нулю $\left(X_C = \frac{1}{2\pi \infty C} = 0\right)$, т. е. представляет для нее короткое замыкание.

Это свойство емкостной цепи можно иллюстрировать графически (рис. 2). Векторная диаграмма на том же рисунке показывает, что в случае идеального конденсатора приложенное к нему напряжение U отстает от тока I через емкость на угол φ, равный -90°, — угол сдвига фаз получается отрицательный. Это можно записать в символической форме как

$$\dot{U}_C = -jX_C\dot{I},$$

где $-jX_C = -\frac{j}{\omega C}$ — реактивное сопротивление емкости.

Отмечаем, что реактивные сопротивления, индуктивности и емкости противоположны по знаку (величины алгебраические).

Всякий реальный конденсатор обладает некоторым активным сопротивлением, учитывающим имеющие в нем место потери мощности. Это активное сопротивление R_C увеличивает полное сопротивление Z_C конденсатора, которое, если считать R_C и X_C включенными последовательно друг с другом, равно $Z_C = R_C - jX_C$, а модуль этого сопротивления равен $Z_C = \sqrt{R_C^2 + X_C^2}$. Угол φ сдвига фаз в реальном конденсаторе равен не 90°, как указано на векторной диаграмме на рис. 2 для идеального конденсатора,

а меньшей величине, определяемой из отношения $\operatorname{tg}\varphi = \frac{X_C}{R_C} = \frac{1}{R_C\omega C}$, которое и характеризует качество конденсатора — **добротность** Q_C: чем больше Q_C, т. е. чем меньше R_C, тем больше конденсатор приближается к идеальному.

С увеличением частоты f добротность Q_C конденсатора вообще уменьшается, но в том диапазоне частот,

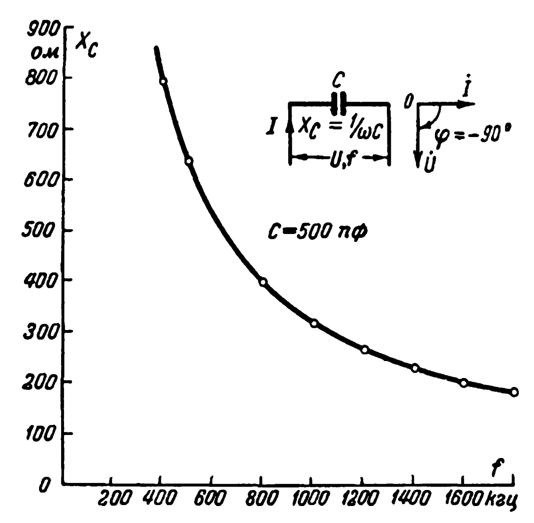


Рис. 2. Кривая изменения реактивного сопротивления емкости в зависимости от частоты:

f, кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X_C, ом	∞	1 590	795	530	398	318	265	227	199	177

для работы в котором данный конденсатор предназначен, это изменение ничтожно. Вредно на работе конденсатора сказывается его собственная индуктивность, которая зависит от размеров обкладок конденсатора и способа их соединения с выводами. Применяемые в диапазоне высоких частот конденсаторы (слюдяные, керамические, стирофлексные и воздушные) имеют высокую добротность Q_C — от 300 до 3 000—4 000 и больше; бумажные конденсаторы, применяемые в области тональных частот, обладают добротностью Q_C приблизительно от 50 до 150 — 200.

Обычно активное сопротивление R_C конденсатора в том диапазоне частот, на работу в котором он предназначен, ничтожно мало по сравнению с реактивным емкостным сопротивлением, и им можно пренебрегать и считать, что конденсатор обладает только чисто реактивным сопротивлением.

3. *Электрическая цепь, состоящая из индуктивности, емкости и включенного последовательно с ними переменного напряжения, представляет для токов резонансной и близких к ней частот очень малое реактивное сопротивление, а для токов других частот она оказывает большое реактивное сопротивление и тем большее, чем дальше данная частота отстоит от резонансной.*

Общее реактивное сопротивление X цепи, состоящей из последовательно включенных индуктивности L и емкости C, будет равно сумме их реактивных сопротивлений, т. е.

$$X = jX \ + (-jX_C) = j(X_L - X_C) = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Так как емкостное сопротивление при низших частотах убывает гораздо быстрее, чем возрастает индуктивное, то при увеличении частоты общее реактивное сопротивление рассматриваемой цепи будет сначала уменьшаться, затем при какой-то частоте станет равным нулю (реактивные сопротивления уравновесят друг друга), а при дальнейшем увеличении частоты оно станет снова возрастать, так как емкостное сопротивление будет уменьшаться медленнее, чем возрастать индуктивное.

В сказанном легко убедиться, если воспользоваться графиками рис. 1 и 2 и построить кривую изменения общего реактивного сопротивления X цепи по формуле $X = j(X_L - X_C)$. Для построения этого графика нужно из большего сопротивления вычитать меньшее и результат с учетом знака разности откладывать на соответствующих перпендикулярах к оси частот. Обычно для такого построения кривые сопротивлений X_L и X_C, приведенные на рис. 1 и 2, объединяют на одном графике, откладывая значения X_L и X_C в одинаковом масштабе. Такое построение показано на рис. 3 для частоты 600 *кгц*. Как видно, общее реактивное сопротивление X при частоте будет емкостным: $X = j(X_L - X_C) = j(191 - 530) = -j339$.

Из кривой изменения общего реактивного сопротивления рассматриваемой цепи видно, что при частоте

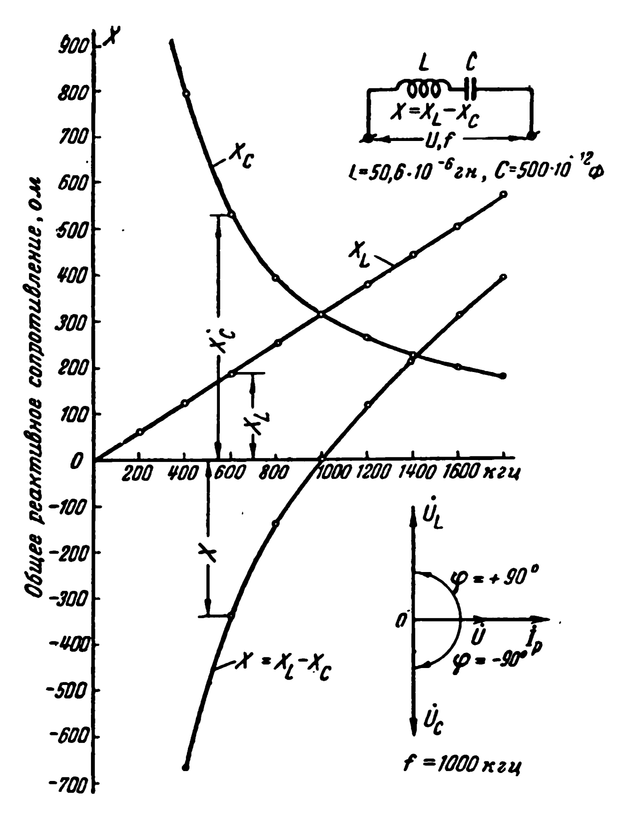


Рис. 3. Кривая изменения общего реактивного сопротивления последовательного контура в зависимости от частоты:

f, кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X, ом	—∞	—1 526	—667	—339	—142	0	117	218	310	395

$f = 1\,000$ *кгц* это сопротивление равно нулю. Частота, при которой последовательно включенные индуктивное и емкостное сопротивления уравновешивают друг друга, т. е. когда $X = j(X_L - X_C) = 0$ или $X_L = X_C$, или $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, называется **резонансной частотой последовательного контура.**

При резонансной частоте

$$\omega_р = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{или} \quad f_р = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

имеет место **резонанс напряжений** или **последовательный резонанс**.

При резонансе напряжение $\dot{U}_C = \dot{I}_p \cdot (-jX_C)$ на емкости и напряжение $\dot{U}_L = \dot{I}_p jX_L$ на индуктивности контура, очевидно, равны по величине друг другу и сдвинуты по фазе друг относительно друга на 180° (уравновешивают друг друга), так что в контуре действует в этот момент только приложенное к контуру напряжение $\dot{U}$. Это напряжение совпадает по фазе с вызванным им в контуре током $\dot{I}_p$ (см. векторную диаграмму на рис. 3) который в идеальном контуре ($R=0$) должен бы быть бесконечно большим, а следовательно, и бесконечно большими и напряжения $\dot{U}_C$ и $\dot{U}_L$.

Произведение реактивных сопротивлений контура

$$jX_L \cdot (-jX_C) = j\omega L \cdot \left(\frac{-j}{\omega C}\right) = \frac{L}{C}$$

является величиной постоянной, не зависящей от частоты. Выражение $\sqrt{\frac{L}{C}}$ носит название **характеристического** сопротивления контура и обозначается обычно буквой ρ (ро). Это сопротивление имеет характер активного сопротивления.

Нетрудно заметить, что при резонансной частоте

$$X_C = X_L = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho.$$

В нашем контуре

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{50{,}6 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \cdot 10^{-12}}} = 1 \cdot 10^6 \text{ гц}$$

и

$$\rho = \omega_p L = \frac{1}{\omega_p C} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{50{,}6 \cdot 10^{-6}}{500 \cdot 10^{-12}}} = 318 \text{ ом}.$$

Обращаем внимание на то, что ниже резонансной частоты цепь из последовательно включенных индуктивности и емкости носит характер емкостного сопротивления, а выше резонансной частоты — индуктивного сопротивления,— это видно из рассмотрения кривой общего сопротивления на рис. 3.

В реальных контурах картина получается несколько иная. Даже если в контур не включено добавочное со-

противление, то присутствие в нем активных сопротивлений, вносимых катушкой и конденсатором, приводит к тому, что модуль полного сопротивления

$$Z_{пос}=\sqrt{(R_L+R_C)^2+(X_L-X_C)^2}=\sqrt{R_к^2+X^2}$$

последовательного контура даже при резонансе не будет равен нулю — он при резонансе будет минимальным и равным активному сопротивлению контура: $Z_{пос}=R_L+R_C=R_к$ и будет возрастать по мере ухода в ту и другую сторону от резонансной частоты. В момент резонанса ток в контуре будет максимальным, равным $I_р=\frac{U}{R_к}$ и будет совпадать по фазе с приложенным к контуру напряжением ($\varphi=0$). Напряжения U_C и U_L при резонансе будут равны друг другу $U_C=U_L=I_р\rho=UQ_к$ ($Q_к$ — добротность контура — см. ниже), будут наибольшими и будут уравновешивать друг друга.

Качество контура характеризуется его д о б р о т н о с т ь ю $Q_к$ (или затуханием $d_к=\frac{1}{Q_к}$):

$$Q_к=\frac{\rho}{R_к}=\frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_к}=\frac{\omega_р L}{R_к}=\frac{1}{\omega_р C R_к}.$$

Поясним сказанное выше на примере. Пусть к нашему контуру подведено напряжение $U=10$ *в*. Тогда при настройке контура в резонанс с частотой подведенного к нему напряжения ток $I_р=\frac{U}{R_к}=\frac{10}{3,18}=3{,}14$ *а*, полагая $R_к=3{,}18$ *ом* и $Q_к=100$. В момент настройки в резонанс напряжения на конденсаторе и катушке будут равны соответственно $U_C=U_L=UQ_к=10\cdot100=1\,000$ *в* каждое и будут уравновешивать друг друга, и в цепи контура будет в этот момент действовать только напряжение $U=10$ *в*. Но и конденсатор и катушку нужно рассчитывать на резонансные напряжения U_C и U_L (в нашем случае на 1 000 *в*).

Чем больше $Q_к$ (чем меньше $d_к$), тем больше контур приближается к идеальному контуру (при $R_к=0 Q_к=\infty$), тем резче изменяется полное сопротивление его вблизи резонансной частоты, тем больше резонансный ток и тем резче изменяется он по мере ухода от резонанса (по мере р а с с т р о й к и контура) — тем уже получается р е з о н а н с-

ная кривая (кривая зависимости тока контура от частоты). На рис. 4 показана часть резонансной кривой нашего контура ($Q_к = 100$ или $R_к = 3{,}18$ *ом*) в зависимости от расстройки. Эта резонансная кривая позволяет определить полосу пропускания частот или полосу прозрачности контура, т. е. спектр частот, лежащих в пределах, ограниченных значениями тока от $I = I_р$ до заданной доли величины последнего, которая берется или 0,7 или 0,5, что соответствует ослаблению тока на 3 или 6 *дб*. Можно показать, что ширина b полосы пропускания частот в первом случае равна $b_з = \frac{f_р}{Q_к}$, а во втором $b_6 = 1{,}73 \frac{f_р}{Q_к}$. Вообще она тем меньше, чем меньше резонансная частота контура и чем больше его добротность. Для нашего контура $b_з = 10$ *кгц*, а $b_6 = 17{,}3$ *кгц*.

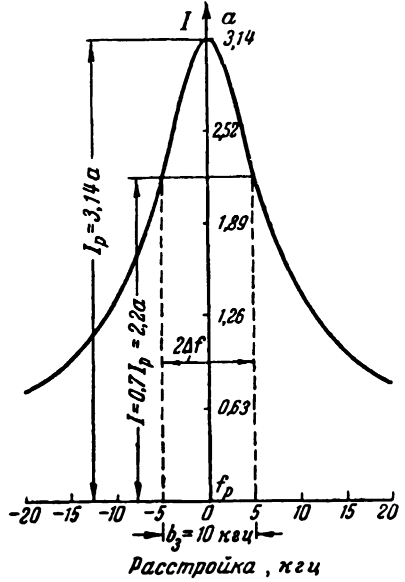


Рис. 4. Часть резонансной кривой контура ($\rho = 318$ *ом*, $Q_к = 100$) в зависимости от расстройки его на ± 20 *кгц*.

Ширина полосы пропускания частот $b_з$ $(b_{0,7}) = 10$ *кгц*.

Аналогично определяется ширина полосы и для b_6 — она будет равна $b_6 = 1{,}73 b_з = 17{,}3$ *кгц*.

Отношение ширины B_n полосы пропускания частот, соответствующей уменьшению тока в заданное число раз (ослаблению на заданное число n [*дб*]) по сравнению с током при резонансе к ширине $b_з$ (или b_6) полосы пропускания, соответствующей уменьшению тока в 1,43 или в 2 раза (ослаблению тока на 3 или 6 *дб*) по сравнению с током при резонансе называют избирательностью S контура, т. е.

$$S_n = \frac{B_n}{b_з} = \frac{(2\Delta F)_n}{(2\Delta f)_з}$$

или соответственно

$$S_n = \frac{B_n}{b_6} = \frac{(2\Delta F)_n}{(2\Delta f)_6}.$$

В дальнейшем под избирательностью будет пони-

маться ее выражение $S_n = \frac{B_n}{b_6}$. Очевидно, для электрических контуров $S_n = \frac{B_n}{b_6}$ будет в 1,73 раза меньше выражения $S_n = \frac{B_n}{b_3}$ при одном и том же значении B_n.

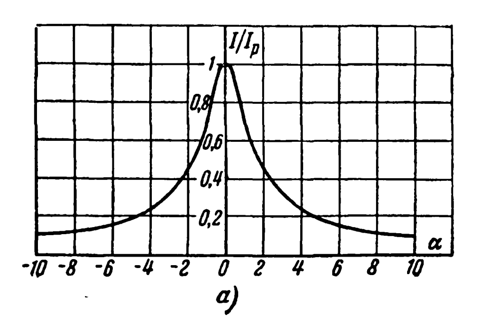
Для практических расчетов удобнее пользоваться обобщенной резонансной кривой (рис. 5,*а*), которая дает зависимость отношения $\frac{I}{I_р}$ — тока I в контуре к его максимальному значению $I_р$ при резонансе — от обобщенной расстройки α контура, равной $\alpha = \xi Q_к = \left(\frac{f}{f_р} - \frac{f_р}{f}\right) Q_к$, где $\xi = \frac{f}{f_р} - \frac{f_р}{f}$ — относительная расстройка; $f_р$ — резонансная частота. При малых относительных расстройках ($\xi < 0,4$) можно ξ принимать равными $\xi = \frac{2\Delta f}{f_р}$, т. е. считать, что $\alpha \approx Q_к \frac{2\Delta f}{f_р}$. Кривая рис. 5,*б*, обратная обобщенной резонансной кривой рис. 5,*а*, дает возможность быстрого определения избирательности контура. Достоинством указанных кривых является то, что они пригодны для любого контура. Определим, например, избирательность нашего контура. Находим по кривой рис. 5,*б* обобщенную расстройку α, соответствующую ослаблению тока, например, в 100 раз (ослаблению на 40 *дб*), она равна $\alpha_{100} = 100$. На том же графике находим, что ослаблению в 2 раза (на 6 *дб*) соответствует обобщенная расстройка $\alpha_6 = 1,7$. Следовательно, избирательность

$$S_{40} = \frac{B_{40}}{b_6} = \frac{100}{1,7} \approx 60.$$

Добротность контура зависит от добротностей Q_L и Q_C (если в него не включено добавочно активное сопротивление) и равна

$$Q_к = \frac{\rho}{R_L + R_C} = \frac{1}{\frac{R_L}{\rho} + \frac{R_C}{\rho}} = \frac{1}{\frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C}}.$$

Но так как на практике Q_C всегда значительно больше, чем Q_L, то $\frac{1}{Q_L}$ значительно больше, чем $\frac{1}{Q_C}$, поэтому можно считать, что $Q_к \approx Q_L$, т. е. добротность контура опреде-



1000 Ip/I
500
400
300
200
100
50
40
30
20
10
5
4
3
2
α
1 2 3 4 5 10 20 30 40 50 60 100 200 300 500 700 1000

б)

Рис. 5. Обобщенная резонансная кривая последовательного колебательного контура (*а*) и обратная ей кривая, служащая для быстрого определения избирательности контура (*б*).

ляется добротностью его катушки при резонансной час тоте $f_р$ контура и лежит в тех же пределах, что и Q_L.

4. *Если к контуру, состоящему из параллельно соединенных емкости и индуктивности, подключить переменное напряжение, то он будет представлять при его резонансной частоте очень большое сопротивление, т. е. он не будет пропускать переменных токов резонансной и близких к ней частот, а все другие частоты будут встречать в нем тем меньшее сопротивление, чем дальше эта частота отстоит от резонансной.*

Известно, что в случае параллельных цепей проще складывать их проводимости и сопротивление параллельных цепей находить как обратную величину общей проводимости. Пользуясь этим общим правилом, построим кривую изменения реактивного сопротивления параллельного контура, составленного из тех же элементов, из которых составлен рассмотренный нами выше последовательный контур (принимаем $R_L = R_C = 0$ — идеальный контур). Параллельный контур показан на рис. 6 справа вверху.

Пользуясь кривой рис. 1, построим кривую проводимости индуктивной ветви контура:

$$Y_L = \frac{1}{X_L} = \frac{1}{\omega L}.$$

Из этой кривой видно, что при частоте $f = 0$ проводимость $Y_L = \infty$ и по мере увеличения f она уменьшается, стремясь к нулевому значению при очень большой частоте.

Реактивная проводимость индуктивной ветви контура изобразится как

$$Y_L = \frac{1}{jX_L} = -\frac{j}{\omega L}.$$

Аналогичным образом построим кривую реактивной проводимости емкостной ветви контура:

$$Y_C = \frac{1}{X_C} = \omega C.$$

Из этой кривой видно, что при частоте $f=0$ проводимость этой ветви равна нулю и по мере увеличения f она возврастает, стремясь при очень большой частоте к бесконечно большому значению.

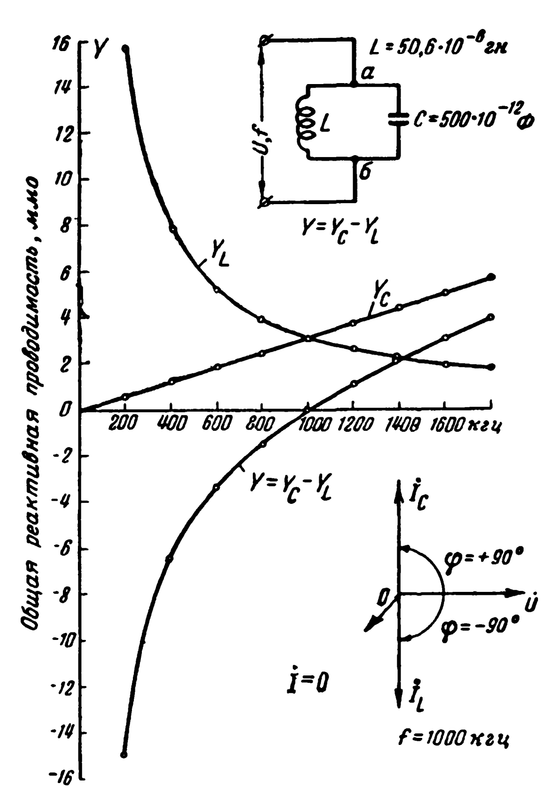


Рис. 6. Кривые изменения реактивных проводимостей ветвей параллельного контура и его общей реактивной проводимости в зависимости от частоты:

f, кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
Y_L, ммо	∞	15,6	7,8	5,3	3,9	3,14	2,62	2,24	1,9	1,8
Y_C, ммо	0	0,63	1,3	1,9	2,5	3,14	3,76	4,4	5,0	5,7
Y, ммо	—∞	—14,97	—6,5	—3,4	—1,4	0	1,14	2,16	3,1	3,9

Реактивная проводимость емкостной ветви контура изобразится как

$$Y_C = \frac{1}{-jX_C} = j\omega C.$$

Реактивные проводимости, индуктивности и емкости противоположны по знаку (величины алгебраические).

Общая реактивная проводимость контура найдется как сумма реактивных проводимостей отдельных ветвей:

$$Y = Y_L + Y_C = \frac{1}{jX_L} + \frac{1}{-jX_C} = \frac{-j}{\omega L} + j\omega C = j\,(Y_C - Y_L).$$

Кривая изменения общей реактивной проводимости контура строится аналогично кривой изменения общего реактивного сопротивления его и показана на рис. 6, из которого видно, что при частоте $f = 1\,000$ *кгц* проводимость Y_C уравновешивается проводимостью Y_L. Эта частота $f = 1\,000$ *кгц* совпадает с резонансной частотой последовательного контура, что и должно быть, так как рассматриваемый контур является тем же контуром, но только напряжение подключено к нему параллельно.

Характеристическое сопротивление контура остается, конечно, прежним и равно $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Частота, при которой проводимости Y_L и Y_C уравновешивают друг друга и общая реактивная проводимость Y контура равна нулю, т. е. когда $Y = 0$ или $Y_L = Y_C$, или $\frac{1}{\omega L} = \omega C$, носит название резонансной частоты параллельного контура:

$$\omega_р = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{или} \quad f_р = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Получаемый в этом случае резонанс носит название резонанса токов или параллельного резонанса.

Как указывалось выше, реактивное сопротивление параллельного контура равно величине, обратной общей реактивной проводимости его, т. е.

$$X = \frac{1}{Y} = \frac{1}{j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} = \frac{j\omega}{C(\omega_р^2 - \omega^2)},$$

где

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Находя для каждой частоты соответствующие значения X и откладывая их на графике с соблюдением их знаков, получим график, представленный на рис. 7. Как и следовало ожидать, это сопротивление, начинаясь при $f=0$ с нуля, с увеличением частоты, но при $\omega < \omega_p$ сначала

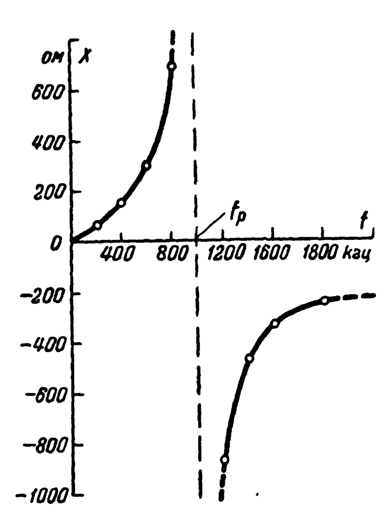


Рис. 7. Кривая изменения реактивного сопротивления X параллельного контура в зависимости от частоты:

f, *кгц*	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
$X=\frac{1}{Y}$, *ом*	0	67	153	296	715	∞	—875	—463	—323	—256

медленно, а затем все более резко возрастает в положительном направлении и при частотах, близких к резонансной, стремится к очень большим значениям, становясь в нашем случае идеального (без активного сопротивления) контура равным при резонансной частоте $f=1\,000$ *кгц* ($\omega = \omega_p$) бесконечно большому значению. После этого оно меняет свой знак (становится отрицательным при $\omega > \omega_p$) и затем уменьшается сначала резко, а потом все медленнее, приближаясь при очень больших частотах к нулю. Ход кривых рис. 7 понятен: при низких частотах проводимость кон-

тура определяется в основном только проводимостью его индуктивной ветви, и сопротивление имеет индуктивный характер; при высоких частотах основную роль играет проводимость емкостной ветви, и потому сопротивление носит емкостный характер.

При резонансе токов сопротивление контура в точках его разветвления (точки *а* и *б* на рис. 6) получается в случае идеального контура бесконечно большим, а следовательно, ток в неразветвленной цепи (питающий ток) равен нулю. В то же время в ветвях контура проходят токи, величины которых определяются выражениями

$$\dot{I}_L = \dot{U}\cdot Y_L = -\frac{j\dot{U}}{X_L} = -\frac{j\dot{U}}{\rho} \quad \text{и} \quad \dot{I}_C = \dot{U}Y_C = \frac{j\dot{U}}{X_C} = \frac{j\dot{U}}{X_C} = \frac{j\dot{U}}{\rho}.$$

Токи эти равны друг другу и сдвинуты по фазе друг относительно друга на 180° — они уравновешивают друг друга по отношению к питающему току $\dot{I}$ (потому и $\dot{I} = \dot{U}Y = 0$ — см. векторную диаграмму на рис. 6).

Поведение реального контура при параллельном питании его будет несколько отличаться от поведения идеального контура. Прежде всего нужно отметить, что контур с параллельным питанием э. д. с. E должен быть для определения его добротности приведен (при резонансной частоте) к эквивалентному контуру с последовательным питанием э. д. с. $E' = \frac{E\rho}{R_i}$, где R_i — внутреннее сопротивление источника э. д. с. (например, электронная лампа). Это приведение скажется во внесении в контур типа рис. 6 дополнительного активного сопротивления $R_{доп} \approx \frac{(\omega_p L)^2}{R_i} = \frac{\rho^2}{R_i}$ (если $R_i \gg \rho$, что и бывает в большинстве практических случаев). Следовательно, полное активное сопротивление эквивалентного последовательного контура будет равно $R_э = R_к + R_{доп}$ и потому его добротность — приведенная добротность — будет равна:

$$Q_э = \frac{\rho}{R_э} \approx \frac{Q_к}{1 + \frac{\rho^2}{R_к R_i}} = \frac{Q_к}{1 + \frac{R_{п.к}}{R_i}},$$

где $R_{п.к} = \frac{\rho^2}{R_к}$ — полное сопротивление при резонансе (см. ниже) контура в случае $R_i = \infty$.

По такой же формуле нужно пересчитать в дополнительное эквивалентное последовательное сопротивление и всякое шунтирующее контур сопротивление $R_ш$ (например, сопротивление утечки).

Очевидно, что приведенная добротность $Q_э$ всегда меньше добротности $Q_к = \frac{\rho}{R_к}$ при последовательном его питании и только при $R_i = R_ш = \infty$ $Q_э = Q_к$.

Полное сопротивление при резонансе $Z_{пар}$ реального параллельного контура определяется выражением

$$Z_{пар} = Z_п = \frac{Z_L \cdot Z_C}{Z_L + Z_C} = \frac{Z_L \cdot Z_C}{Z_{пос}}.$$

Так как активные сопротивления R_L и R_C ветвей контура при его резонансной частоте ничтожно малы по сравнению с их реактивными сопротивлениями ωL и $\frac{1}{\omega C}$, то произведение $Z_L \cdot Z_C \approx j\omega L \frac{1}{j\omega C} = \frac{L}{C}$, а $Z_{пос}$ при резонансе равно $R_э$, то полное сопротивление параллельного контура при резонансе будет равно:

$$R_п \approx \frac{L}{CR_э} \ [ом],$$

т. е. оно является активным и хотя может принимать очень большие значения, но оно не равно бесконечности, как это имело бы место в случае идеального контура. Очень нетрудно найти и следующие выражения для $R_п$:

$$R_п = \frac{\rho^2}{R_э} = \frac{(\omega_р L)^2}{R_э} = Q_э \rho = \frac{\rho^2}{R_к\left(1 + \frac{\rho^2}{R_к R_i}\right)} =$$

$$= \frac{R_{п.к}}{1 + \frac{R_{п.к}}{R_i}} = \frac{Q_к \rho}{1 + \frac{Q_к \rho}{R_i}}.$$

Когда по каким-либо соображениям получаемое в данном контуре большое значение $R_п$ нежелательно, то для его уменьшения, не изменяя резонансной частоты контура, т. е. оставляя прежними полные значения L и C, разбивают или L или C (или L и C одновременно) на две части

и переносит одну из частей индуктивности или емкости в другую ветвь контура (рис. 8). Тогда полное сопротивление при резонансе новых контуров будет равно:

$$R'_{п} = \frac{(\omega_p L_1)^2}{R_э} = \frac{p^2 (\omega_p L)^2}{R_э} = $$

$$= R_п p^2,$$

где p—параметр включения контура, — он показывает, какую долю от характеристического сопротивления контура составляет сопротивление его ветви.

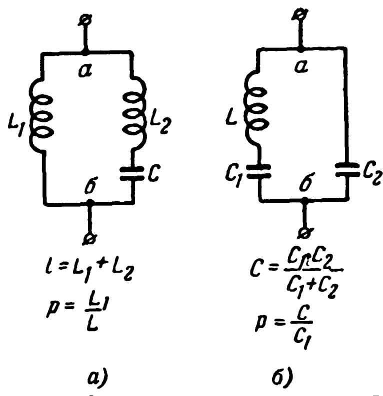


Рис. 8. Способы уменьшения $R_п$ контура при сохранении прежней резонансной частоты.

Пересчет шунтирующих контуры сопротивлений в этом случае производится по формуле $R'_{доб} \approx \frac{p^2 \rho^2}{R_i}$. Естественно, добротность $Q'_э$ новых контуров будет отличаться от добротностей $Q_к$ и $Q_э$ первоначального контура и будет равна:

$$Q'_э \approx \frac{\rho}{R'_э} = \frac{\rho}{R_к + \frac{p^2 \rho^2}{R_i}} = \frac{Q_к}{1 + \frac{p^2 R_{п.к}}{R_i}}.$$

Поясним сказанное выше примером. Пусть наш последовательный контур ($Q_к = 100$, $R_к = 3{,}18$ *ом*; $\rho = 318$ *ом*) питается параллельно по схеме рис. 6, питание подается от источника э. д. с. $E = 10$ *в* с внутренним сопротивлением $R_i = 1 \cdot 10^5$ *ом* (электронная лампа). Тогда полное сопротивление (при резонансе) контура с параллельным питанием равно $R_п = \frac{\rho^2}{R_э}$. Находим $R_э = R_к + R_{доб} = R_к + \frac{\rho^2}{R_i} = 3{,}18 + \frac{318^2}{10^5} = 4{,}18$ *ом*. Тогда $R_п = \frac{318^2}{4{,}18} = 24\,200$ *ом*; $Q_э = \frac{\rho}{R_э} = \frac{Q_к}{1 + \frac{R_{п.к}}{R_i}} = \frac{318}{4{,}18} = \frac{100}{1 + \frac{31\,800}{10^5}} = 76$ $\left(R_{п.к} = \frac{\rho^2}{R_к} = 31\,800 \text{ ом}\right)$.

Пусть теперь наш контур преобразован в контур по схеме рис. 8,*а*, причем $p = 0{,}75$. Тогда $R'_п = \frac{p^2 \rho^2}{R'_э}$. Находим:

$$R'_э = R_к + R'_{доб} = R_к + \frac{p^2 \rho^2}{R_i} = 3{,}18 + \frac{0{,}75^2 \cdot 318^2}{10^5} = 3{,}18 + 0{,}57 = 3{,}75 \text{ ом}.$$

Тогда

$$R'_п = \frac{0{,}75^2 \cdot 318^2}{3{,}75} = 15\,100 \text{ ом};$$

$$Q'_э = \frac{Q_к}{1 + \frac{p^2 R_{п.к}}{R_i}} = \frac{100}{1 + \frac{0{,}75^2 \cdot 31\,800}{10^5}} = \frac{100}{1 + 0{,}18} = 85.$$

Отметим еще, что если необходимо почему-либо иметь индуктивность в обеих ветвях контура, но при этом и резонансная частота и полное эквивалентное сопротивление его должны остаться такими, какими они были до преобразования контура, нужно, оставив индуктивность L его плеча прежней, в емкостную ветвь контура включить добавочную индуктивность $L_{доб} = L(n-1)$, а емкость этой ветви уменьшить соответственно в n раз. Это свойство контура часто используют в фильтрах.

Наличие активного сопротивления в контуре сказывается, кроме того, в том, что оно вызывает более плавный спад ветвей кривой полного сопротивления (она имеет вид кривой резонанса напряжений), и кривая резонанса расширяется тем больше, чем больше активное сопротивление контура. Далее, наличие активного сопротивления в контуре сказывается в том, что для покрытия потери мощности в нем в контур должна доставляться определенная энергия, т. е. источник напряжения должен доставлять контуру определенный ток I, равный $I = \frac{U_р}{R_п}$, который при резонансе токов будет совпадать по фазе с приложенным к контуру напряжением $U_р$. Этот ток будет тем меньше, чем больше $R_п$, т. е. чем больше $Q_э$ и ρ контура. Токи же в ветвях контура будут равны: $I_L \approx IQ_э \approx I_C$. Эти токи в ветвях изменяются с частотой гораздо медленнее, чем ток, питающий контур, и вблизи резонанса, т. е. при небольших расстройках, почти постоянны. Ток I_L отстает почти на 90°, а ток I_C опережает почти на 90° приложенное к контуру напряжение $U_р$.

Для приведенных выше примеров определим напряжение $U_р$ (при резонансе) на контурах по формуле $U_р = \frac{EZ}{R_i + Z}$. В первом случае $Z = R_п = 24{,}2 \cdot 10^3$ *ом* и $U_р = \frac{10 \cdot 24{,}2 \cdot 10^3}{10^5 + 24{,}2 \cdot 10^3} \approx 1{,}95$ *в*. Питающий кон-

тур ток $I = \frac{U_р}{R_п} = \frac{1,95}{24,2 \cdot 10^3} \approx 0,08$ *ма*, токи в ветвях равны: $I_L \approx$ $\approx I_C \approx IQ_э \approx 0,08 \cdot 76 = 6,1$ *ма*.

Во втором случае $Z = R'_п$ и $U'_р = \frac{10 \cdot 15,1 \cdot 10^3}{10^5 + 15,1 \cdot 10^3} \approx 1,3$ *в*. Питающий ток $I' = \frac{U'_р}{R'_п} = \frac{1,3}{15,1 \cdot 10^3} \approx 0,087$ *ма*, токи в ветвях равны: $I_L =$ $= I_C \approx I'Q'_э = 0,087 \cdot 85 \approx 7,4$ *ма*.

В обоих случаях токи в ветвях приблизительно равны друг другу и сдвинуты по фазе друг относительно друга приблизительно на 180°, питающие же контуры токи представляют геометрические суммы токов в ветвях.

Наконец, наличие активного сопротивления в контуре несколько изменяет значение его резонансной частоты в ту или другую сторону от резонансной частоты идеального контура в зависимости от соотношения этих сопротивлений в ветвях контура. Для одного и того же реального контура резонансные частоты последовательного и параллельного резонансов тем больше будут отличаться друг от друга, чем меньше добротность $Q_э$ контура.

Что касается полосы пропускания частот контуром с параллельным питанием, то она определяется таким же соотношением, как и в контуре с последовательным питанием, только в нем вместо $Q_к$ нужно подставить $Q_э$ (или $Q'_э$), т. е. соотношением $b_в = \frac{1,73}{Q_э} f_р$, если рассматривать полосу пропускания по напряжению (для параллельного контура резонансная кривая по напряжению идентична резонансной кривой тока того же контура при последовательном резонансе, и потому кривые рис. 5 остаются в силе и в данном случае, только здесь по вертикальной оси нужно откладывать отношение напряжений $\frac{U}{U_р}$, конечно, при условии постоянства э. д. с. E источника тока). Так как $Q_э$ меньше $Q_к$, то полоса пропускания при параллельном резонансе больше, и только при R_i (или $R_ш$) $= \infty$ последовательный и параллельный контуры имеют одинаковую полосу пропускания. Избирательность же контура остается примерно одной и той же независимо от того,

изменилась ли его полоса пропускания или осталась прежней.

Все приведенные соотношения для реального контура с параллельным питанием тем точнее, чем больше его добротность $Q_э$ (или $Q'_э$).

ПРОСТЕЙШИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Частотными электрическими фильтрами называют, как это уже упоминалось, электрические цепи, пропускающие с небольшим затуханием (ослаблением) токи определенной полосы частот,— полоса пропускания, прозрачности, а токи с частотами, лежащими вне этой полосы прозрачности, пропускающие с большим затуханием,— полоса непропускания, непрозрачности (полоса заграждения). Частоту, лежащую на границе полос пропускания и непропускания, называют частотой среза f_c.

Фильтры в зависимости от полосы пропускаемых или задерживаемых частот делят на следующие классы:

1. Фильтры, пропускающие нижние частоты, фильтры нижних частот, пропускают без ослабления токи всех частот ниже некоторой предельной частоты — частоты среза f_{c2} — и ослабляют токи всех частот выше частоты f_{c2}.

2. Фильтры, пропускающие верхние частоты, фильтры верхних частот, пропускают без ослабления токи всех частот выше некоторой частоты — частоты среза f_{c1} — и ослабляют токи всех частот ниже частоты f_{c1}.

3. Фильтры, пропускающие определенную полосу частот, полосные фильтры, пропускают без ослабления токи определенной полосы частот от f_{c1} до f_{c2} и ослабляют токи частот ниже f_{c1} и выше f_{c2}.

4. Фильтры, задерживающие определенную полосу частот, заграждающие (режекторные) фильтры, ослабляют токи определенной полосы частот от f_{c1} до f_{c2} и пропускают без ослабления токи частот ниже f_{c1} и выше f_{c2}.

Чем резче разграничиваются друг от друга полосы непропускания, тем больше фильтрующее действие фильтра, тем больше его избирательность, тем лучше частотная характеристика фильтра — кривая зависимости тока через фильтр или его затухания от частоты. В случае идеального фильтра частотная характеристика имела бы вид прямоуголь-

ника (сплошная линия на рис. 9). Его левая сторона *аб* является частотой среза f_{c1} верхних частот, так как она отделяет область непропускания нижних частот (слева от *аб*) от области пропускания верхних частот (справа от *аб*), а правая сторона *вг* прямоугольника является частотой среза f_{c2} нижних частот — она отделяет область пропускания частот слева от *вг* от области справа от *вг* — области непропускания нижних частот. Область, лежащая между частотами среза f_{c1} и f_{c2}, является областью пропускания полосы частот $(f_{c2} - f_{c1})$.

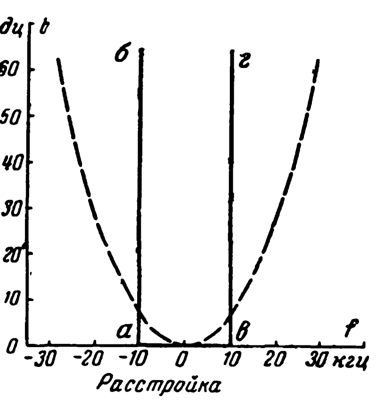


Рис. 9. Частотные характеристики фильтра.
Затухание (ослабление) *b* тока выражено в децибелах.

У реальных фильтров форма частотной характеристики (штриховая линия на рис. 9) отличается от прямоугольника. Крутизна сторон частотной характеристики — кривой затухания — реальных фильтров или, как ее можно назвать в применении к фильтрам, к о э ф ф и ц и е н т п р я м о у г о л ь н о с т и является мерой избирательности фильтра. Как и избирательность резонансных кривых, коэффициент прямоугольности определяется как $K_{п} = \frac{B_n}{b_6}$. Очевидно, что в случае идеального фильтра $K_{п}$ всегда будет равен 1, для реальных фильтров коэффициент прямоугольности частотной характеристики всегда больше единицы. Принято считать фильтр хорошим, если коэффициент прямоугольности его характеристики, определенный как $K_{60} = \frac{B_{60}}{b_6}$, не больше 1,5—2. Обычно он лежит в пределах 2,5—5. Эти значения K_{60} достигаются лишь несколькими ступенями фильтрации. В менее ответственных установках $K_{п}$ определяют как K_{40}, т. е. при ослаблении тока на 40 *дб* (в 100 раз). Кроме того, фильтр считается тем лучше, чем более плоское и ровное основание имеет его частотная характеристика.

Рассмотренные нами выше электрические цепи также

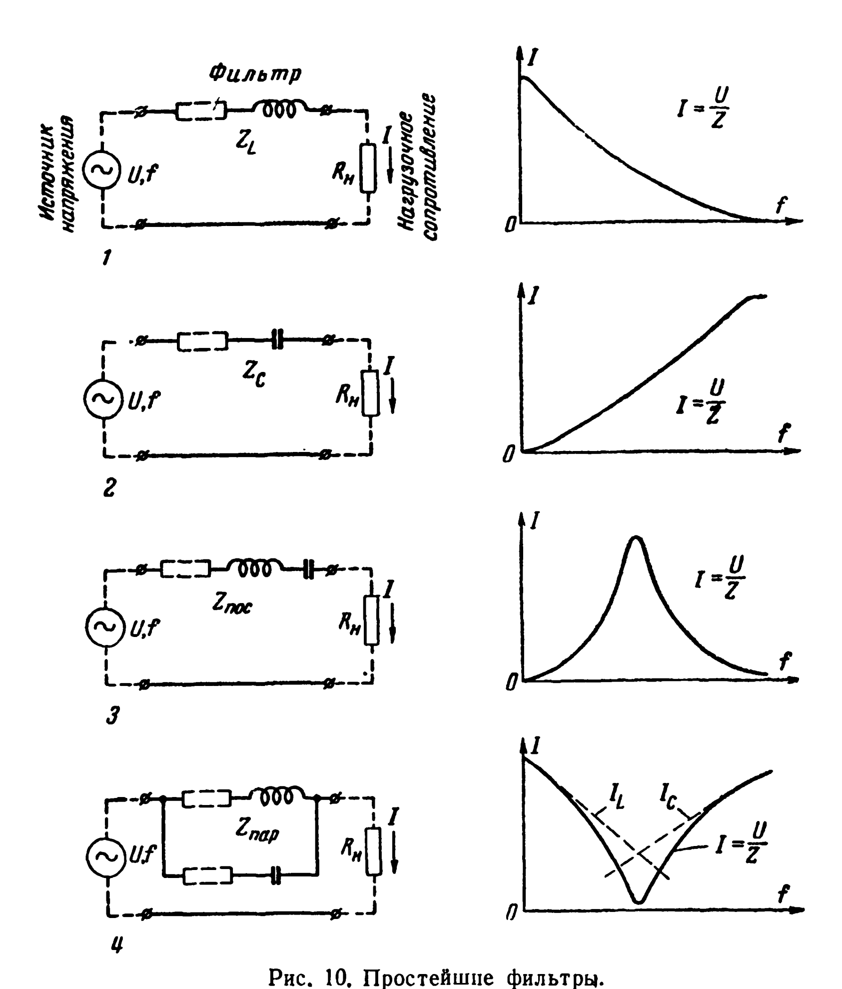


Рис. 10. Простейшие фильтры.

1 — нижних частот; *2* — верхних частот; *3* — полосный; *4* — заграждающий
Пунктиром показаны собственные сопротивления катушек индуктивности и конденсаторов.
Z — полное сопротивление соответствующей цепи.

являются до некоторой степени фильтрами, так как каждая из них вполне определенным образом реагирует на проходящие через них токи тех или иных частот. Кривые токов на выходе этих цепей в зависимости от частоты показаны на рис. 10. Первая цепь рис. 10 может, очевидно, рассматриваться как фильтр, пропускающий нижние частоты, так как с увеличением частоты ток уменьшается, затухает, но

говорить здесь о каком-либо резком разграничении пропускаемых и задерживаемых частот не приходится. Совершенно то же самое можно сказать и относительно второй цепи рис. 10, которую можно рассматривать как фильтр, пропускающий верхние частоты. Тем не менее такие фильтры находят применение в некоторых случаях. Например, укажем на дроссель в цепи анода при параллельном питании лампового генератора высокой частоты, пропускающий к лампе постоянный ток и не пропускающий токов высокой частоты в цепь питания (в цепь постоянного тока), — это соответствует цепи *1* на рис. 10. Разделительный конденсатор в цепи сетки приемника заграждает путь на сетку лампы постоянному току, но пропускает к ней переменные токи соответственно емкости конденсатора, — это соответствует цепи *2* на рис. 10.

Несколько лучшими фильтрами являются цепи *3* и *4* на рис. 10.

Как известно, антенна эквивалентна последовательному резонансному контуру и потому ее можно считать фильтром, так как из бесчисленного множества воздействующих на нее колебаний она наиболее эффективно реагирует только на колебания, с которыми она настроена в резонанс, и на близкие к нему колебания, — это соответствует цепи *3* на рис. 10.

Фильтры применяют часто для подавления электрических колебаний, лежащих в определенной полосе частот, что соответствует цепи *4* на рис. 10. Например, включаемые иногда в антенную цепь радиоприемников контуры являются не чем иным, как фильтрами, задерживающими нежелательные колебания. Одно из возможных включений в антенну такого фильтра L_1C_1 показано на рис. 11,*а* — фильтр включен в антенну последовательно (фильтр-пробка). Если контур L_1C_1 настроить на определенную заданную частоту $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1C_1}$, то сигналы на этой частоте в приемник проникать не смогут, так как этот контур, состоящий из параллельно включенных индуктивности L_1 и емкости C_1, будет представлять для этой частоты очень большое сопротивление.

Другое возможное включение в антенну фильтра показано на рис. 11,*б*. При таком включении сигналы, на которые настроен фильтр, будет попадать в приемник потому, что для частоты настройки контур L_1C_1 представляет большое сопротивление и на зажимах *1-2* контура получается на этой частоте относительно большое напряжение, кото-

рое вызовет в катушке L_A ток, достаточный для возбуждения колебания в контуре приемника. Для всех же других частот контур L_1C_1 представляет очень небольшое сопротивление, и они будут пропускаться им на землю, не

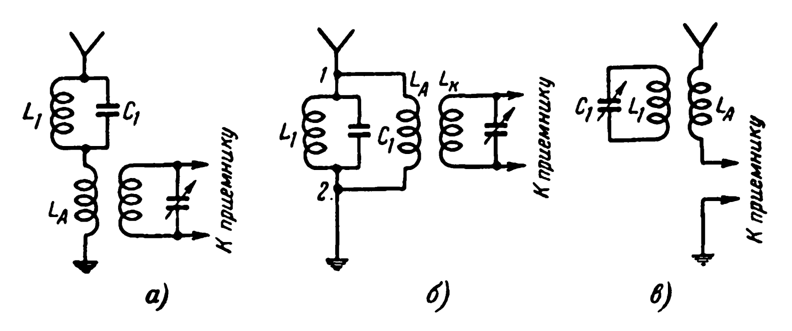


Рис. 11. Применение простейших заграждающих фильтров во входных цепях приемников.
а — режекторный фильтр; *б* и *в* — отсасывающие фильтры.

оказывая влияния на контур приемника. Лучше действует фильтр в схеме рис. 11,*в*, но при условии очень слабой связи между катушками L_1 и L. Фильтр, включенный подобным образом, называется о т с а с ы в а ю щ и м фильтром.

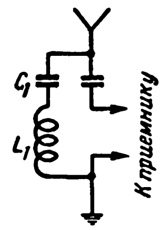


Рис. 12. Шунтирующий фильтр в приемной антенне.

Отсасывающий фильтр может состоять и из последовательно включенных емкости C_1 и индуктивности L_1, если его включить параллельно цепи, попадание в которую токов определенной частоты нежелательно. Такой фильтр используют, например, на входе приемников (рис. 12) для замыкания накоротко входа приемника для мешающей приему станции. Если настроить такую цепь в резонанс на промежуточную частоту супергетеродинного приемника, то все станции, работающие на этой и близких к ней частотах, приемник воспроизводить не будет. Такие фильтры находят применение в телевизионных приемниках для предупреждения попадания звукового сигнала в канал изображения, каковые каналы располагаются обычно предельно близко друг к другу для уменьшения полосы пропускания входного тракта.

Если во всех этих фильтрах емкость C_1 сделать переменной, то можно регулировать их в достаточно широких

пределах по частоте и тем самым обеспечить работу приемника без помех в достаточно широком диапазоне частот.

Работа рассмотренных простейших фильтров крайне неудовлетворительна, так как они прежде всего пропускают или задерживают не только те частоты, на которые они настроены, а отвечают на определенные полосы частот. Кроме того, коэффициент прямоугольности их частотных характеристик велик, как и вообще у всяких одиночных фильтров. Например, у контура в нашем примере даже K_{40} равен, как это было показано выше, приблизительно 60.

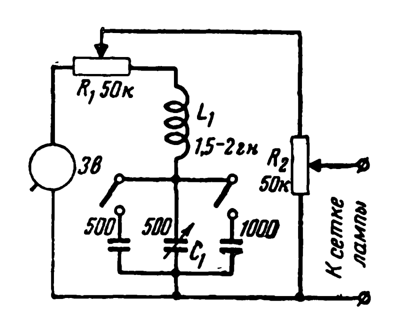


Рис. 13. Фильтр для устранения шума иглы звукоснимателя.

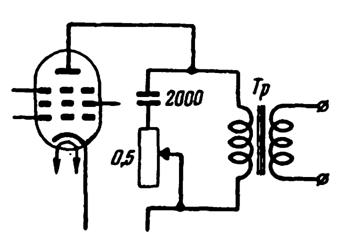


Рис. 14. Простая схема регулятора тембра.

В диапазоне низких частот отсасывающие фильтры находят применение, например, для устранения слышимого в громкоговорителе шума иглы звукоснимателя (обычно спектр частот этого шума лежит в пределах 2 500—5 000 *гц*). Принцип работы такого фильтра состоит, как это видно из его схемы, приведенной на рис. 13, в шунтировании полосы особо мешающих частот, что достигается подбором соответствующей емкости C_1 фильтра, и настройки тем самым цепи L_1C_1 на резонанс напряжений. С помощью переменного сопротивления R_1 можно регулировать полосу замыкаемых контуром частот, а чтобы изменение R_1 не влияло на подаваемое на сетку усилительной лампы напряжение, последнее можно поддерживать на должном уровне с помощью переменного сопротивления R_2.

На том же принципе основано применение регуляторов тембра, служащих для подбора тембра звучания громкоговорителя. Наиболее простая схема регулятора тембра приведена на рис. 14. Такая схема позволяет ослаблять верхние звуковые частоты, придающие тембру неприятный металлический оттенок.

ПОЛОСНЫЕ ФИЛЬТРЫ ИЗ СВЯЗАННЫХ КОНТУРОВ

Электрические фильтры нашли очень широкое применение в радиотехнических устройствах как передающих, так и приемных для обеспечения в них вполне определенных желательных характеристик, которые другими средствами вообще не могут быть обеспечены, а если и обеспечиваются, то слишком большой ценой. Например, в радиоприемниках прямого усиления и особенно в супергетеродинных приемниках в их высокочастотной части нашли очень широкое применение полосные фильтры с полосой пропускания в 10 *кгц*. В приемниках с настраивающимися усилителями высокой частоты эту полосу частот в 10 *кгц* можно передвигать по всему диапазону широковещательных частот изменением емкости конденсатора настройки. В супергетеродинах же полоса частот в 10 *кгц* устанавливается на определенной, так называемой п р о м е ж у т о ч н о й частоте, за каковую в настоящее время принята для приемников длинных, средних и коротких волн частота 465 *кгц*, так что частотами среза являются: нижняя частота среза $f_{c1} = 460$ *кгц* и верхняя частота среза $f_{c2} = 470$ *кгц*. Частотная характеристика этого фильтра должна обладать сторонами большой крутизны, ее коэффициент прямоугольности должен быть, по возможности, мал, чтобы не пропускать частот вне заданной полосы. Это условие сравнительно легко осуществить, поскольку промежуточная частота остается всегда одной и той же при приеме любых станций. Отсутствие органов настройки в таком фильтре дает возможность раз навсегда точно настроить фильтр на частоту 465 *кгц* и придать ему форму, обеспечивающую желаемый вид частотной характеристики.

Но осуществить такой фильтр с помощью одиночного контура невозможно из-за плохой его частотной характеристики. Поэтому применяемая в настоящее время форма полосных фильтров в супергетеродинных приемниках обычно состоит из двух настраивающихся контуров (рис. 15). Один из контуров включают в анодную цепь преобразовательной лампы. Индуктивность L_1 этого контура является в то же время первичной обмоткой трансформатора высокой частоты, вторичной обмоткой которого является индуктивность L_2 второго колебательного контура, включенного в цепь сетки усилителя промежуточной частоты. Оба контура настраивают на одну и ту же частоту. Контур L_1C_1 является параллельным резонансным контуром, и потому при настройке этого контура на резонанс токов в ветвях

контура, следовательно, и в индуктивности L_1 проходит большой ток I_L (во много раз больше переменной составляющей анодного тока I_a), который через индуктивную (в данной схеме трансформаторную) связь между катушками L_1 и L_2 вызывает э. д. с. во втором контуре L_2C_2, причем эта индуктированная э. д. с. будет включена в контур L_2C_2 последовательно. Следовательно, контур L_2C_2 окажется настроенным на резонанс напряжений, и так как на элементах такого контура получаются большие напря-

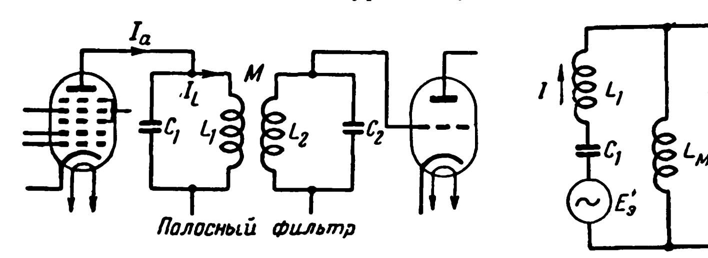


Рис. 15. Схема полосного фильтра супергетеродинного приемника.

Рис. 16. Упрощенная схема, эквивалентная схеме на рис. 15.

жения, то на сетку усилительной лампы будет подаваться большое напряжение.

Мы постараемся сначала выяснить физическую картину работы фильтров с настраивающимися контурами и на основании этой картины получить для них простые расчетные формулы.

Чтобы нагляднее проследить работу связанных контуров, схему рис. 15 заменим схемой рис. 16, для чего контур L_1C_1 с параллельным питанием преобразуем в эквивалентный ему контур с последовательным питанием, а связь между контурами через взаимоиндуктивность M заменим эквивалентной ей связью через индуктивность L_M. Оба контура L_1C_1 и L_2C_2 (рис. 16) считаем по-прежнему настроенными на одну и ту же частоту. Полагаем для упрощения расчетов, что контуры идеальны — влияние активных сопротивлений в контурах на результаты, полученные при рассмотрении идеальных контуров, мы учтем отдельно. Разница между выводом, который мы получим для схемы рис. 16, и работой обычно применяемой схемы связанных контуров рис. 15 нами будет отмечена в своем месте.

Чтобы получить ясную картину поведения сложной цепи рис. 16 при изменении частоты приложенного к ней

напряжения, обратим внимание на то, что она состоит по отношению к источнику напряжения из последовательно включенного с ним контура L_1C_1, последовательно с которым включена цепь, состоящая из параллельно включенных индуктивности L_M и последовательного контура L_2C_2. Для определения общего реактивного сопротивления для источника напряжения этой сложной цепи при какой-нибудь частоте нужно сначала найти реактивное сопротивление параллельной цепи $L_ML_2C_2$ и затем сложить его с реактивным сопротивлением контура L_1C_1 при этой же частоте. Поступая таким образом для ряда частот, получим кривую изменения общего реактивного сопротивления нашей сложной цепи в зависимости от частоты, и эта кривая даст наглядную картину поведения цепи при любой частоте, в том числе при резонансной и близкой к ней частотам.

Чтобы воспользоваться построенными раньше кривыми изменения реактивного сопротивления контура в зависимости от частоты, полагаем и в данном случае, что L_1, C_1, L_2 и C_2 имеют те же значения, что и в приведенных нами раньше построениях, т. е. $L_1 = L_2 = 50,6$ *мкгн* и $C_1 = C_2 = 500$ *пф*.

Так как для последовательно включенных L_1C_1 (или, что то же, L_2C_2) кривая изменения их общего реактивного сопротивления в зависимости от частоты представлена на рис. 3 (кривая X), то нам остается построить такую же кривую для цепи $L_ML_2C_2$ или, что то же, для цепи $L_ML_1C_1$, так как в данном случае $L_1 = L_2$ и $C_1 = C_2$. Так как эта цепь представляет собой параллельное включение двух ветвей L_M и L_2C_2, то сначала нужно найти реактивные проводимости этих цепей, сложить их и тогда величина, обратная этой проводимости, и будет представлять собой общее реактивное сопротивление цепи $L_ML_2C_2$. Примем индуктивность L_M равной $L_M = 5$ *мкгн*. Кривая изменения реактивной проводимости $-\frac{j}{\omega L_M} = -\frac{j}{X_M}$ в зависимости от частоты построена на рис. 17 $\left(\text{кривая } \frac{1}{X_M}\right)$. На этом же рисунке построены и кривые $\frac{1}{X_2}$ реактивной проводимости ветви L_2C_2, которые легко строятся из кривой X реактивного сопротивления этой цепи (рис. 3).

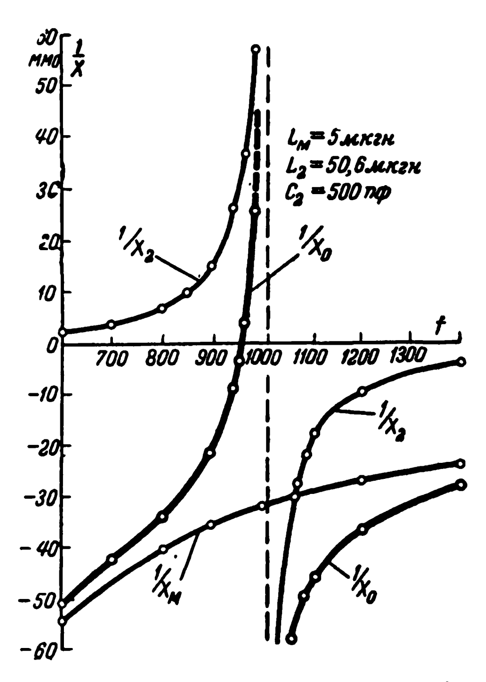


Рис. 17. Кривые изменения проводимостей ветвей $\frac{1}{X_M}$, $\frac{1}{X_2}$ и общей проводимости $\frac{1}{X_0}$ для ветвей L_M, L_2C_2 на рис. 16.

f, кгц	X_M, ом	$\frac{1}{X_M}$, ммо	X_2, ом	$\frac{1}{X_2}$, ммо	$\frac{1}{X_0}=\frac{1}{X_M}+\frac{1}{X_2}$, ммо
800	25,12	—39,5	—142	7,1	—32,4
850	26,6	—37,6	—100	10,0	—27,6
900	28,3	—35,3	—67	15,0	—20,3
940	29,5	—34,0	—39,4	25,4	—8,6
960	30,14	—33,2	—26,8	37,3	4,1
980	30,75	—32,6	—17,2	58,3	25,7
1 000	31,4	—32,0	0	∞	∞
1 020	32,02	—31,2	11,5	—88,0	—119,2
1 060	33,3	—30,0	36,8	—27,2	—57,2
1 080	33,8	—29,6	48,7	—20,6	—50,2
1 100	34,5	—29,0	60,5	—16,5	—45,5
1 200	37,7	—26,6	117,0	—8,6	—35,2
1 400	43,9	—22,8	218,0	—4,6	—27,4

Складывая с учетом знака проводимости $\frac{1}{X_M}$ и $\frac{1}{X_2}$, получим кривые изменения общей реактивной проводимости $\frac{1}{X_0}$ цепи $L_M L_2 C_2$ (рис 17). Далее строим кривые изменения общего реактивного сопротивления цепи $L_M L_2 C_2$ в зависимости от частоты, как обратные кривым $\frac{1}{X_0}$. Нас интересует изменение полного сопротивления главным образом вблизи резонансных частот, поэтому кривую общего реактивного сопротивления X_0 мы построим только для диапазона частот от 800 до 1 100 *кгц* (рис. 18) Теперь можно построить общее реактивное сопротивление сложной цепи, представленной на рис. 16. Для этого общее реактивное сопротивление цепи $L_M L_2 C_2$ нужно сложить (с учетом их знаков) с реактивным сопротивлением X_1 цепи $L_1 C_1$. Кривая изменения сопротивления X_1 построена нами раньше (кривая X на рис. 3). Перенесем эту кривую в соответствующем масштабе на рис. 18 (кривая X_1). Складывая значения при данной частоте из кривых X_0 и X_1, получим кривую X изменения общего реактивного сопротивления рассматриваемой нами сложной цепи. Эта кривая позволяет ответить на все интересующие нас вопросы.

Как видно из рис. 18, кривая изменения общего реактивного сопротивления рассматриваемой нами сложной цепи пересекает линию нулевого сопротивления (ось частот) в двух точках. Это означает, что данная цепь обладает нулевым сопротивлением для включенного в нее последовательного напряжения при двух частотах, т. е. она обладает резонансами напряжений на двух частотах:

1) $f_{p2} = 1\,000$ *кгц*, которая будет соответствовать контуру, составленному из последовательно включенных контуров $L_1 C_1$ и $L_2 C_2$, т. е. последовательно включенных L_1 и L_2 и последовательно включенных C_1 и C_2 (рис. 16):

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}},$$

и так как в нашем случае $C_1 = C_2$ и $L_1 = L_2$, то

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{2L_1 \frac{C_1^2}{2C_1}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}},$$

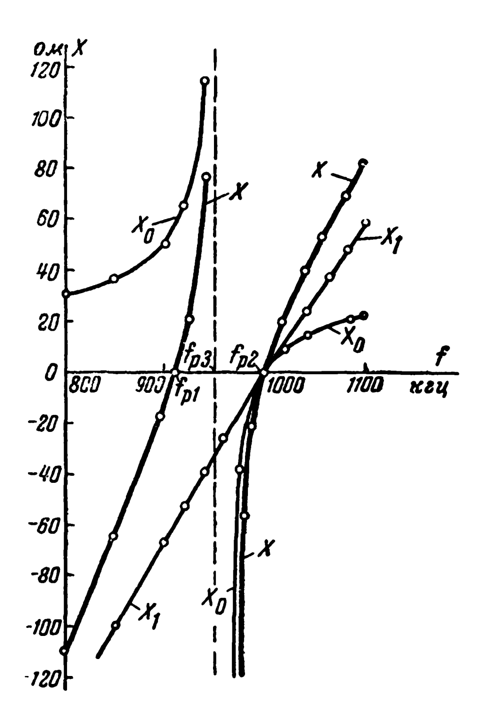


Рис. 18. Кривые изменения общего сопротивления X_0 ветвей L_M, L_2C_2, сопротивления X_1 ветви L_1C_1 и общего сопротивления $X=X_0+X_1$ всей сложной цепи $L_1C_1L_ML_2C_2$ на рис. 16.

f, кгц	$\frac{1}{X_0}=\frac{1}{X_M}+\frac{1}{X_2}$, *ммо*	X_0, *ом*	X_1, *ом*	$X=X_0+X_1$, *ом*
800	—32,4	31,0	—142,0	—111,0
850	—27,6	36,2	—100 0	—63,8
900	—20,3	49,5	—67,0	—17,5
920	—15 3	65,5	—52,6	12,9
940	—8,6	116,0	—39,4	76,6
960	4,1	—204,0	—26,8	—230,8
980	25,7	—39	—17,2	—56,2
1 000	∞	0	0	0
1 020	—119,2	8,4	11,5	19,9
1 040	—71,7	14,0	24,4	38,4
1 060	—57,2	17,5	36,8	54,3
1 080	—50,2	20,0	48,7	68,7
1 100	—45,5	22,0	60,5	82,5

т. е. она будет равна резонансной частоте каждого контура в отдельности;

2) $f_{p1} = 916$ *кгц*, которая определяется частотой каждой половины цепи, куда входит одна ветвь и часть общей связывающей эти контуры индуктивности L_M. Эта часть общей связи будет равна, очевидно, $2L_M$, так как L_M можно представить как результат сложения двух параллельно включенных индуктивностей по $2L_M$ каждая в каждом контуре. Тогда, так как $L_1 = L_2$ и $C_1 = C_2$, то

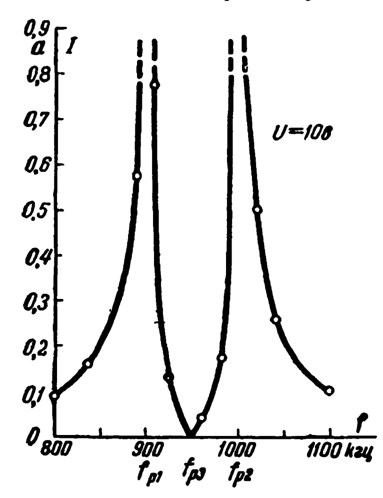


Рис. 19. Кривая изменения тока в зависимости от частоты в схеме на рис. 16.

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + 2L_M)C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + 2L_M)C_1}}.$$

Ясно, что резонансные частоты f_{p1} и f_{p2} будут отличаться одна от другой и тем больше, чем больше L_M, чем больше связь между контурами.

При резонансных частотах f_{p1} и f_{p2} токи теоретически должны быть бесконечно большими. поскольку общее сопротивление цепи в этих случаях равно нулю. Влево от f_{p1} и вправо от f_{p2} токи получают значения, определяемые величиной общего сопротивления цепи при соответствующей частоте. Но, как видно из рис. 18, между резонансными частотами f_{p1} и f_{p2} общее сопротивление резко возрастает (оно будет тем резче возрастать, чем больше расхождение между частотами f_{p1} и f_{p2}) и стремиться к бесконечности, соответственно с этим ток генератора $E'_э$ (рис. 16) быстро уменьшается и достигнет нулевого значения при частоте примерно 950 *кгц* (рис. 19). При этой частоте $f_{p3} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + L_M)C_2}}$ в контуре $L_M L_2 C_2$ получается резонанс токов, и, следовательно, для генератора

он будет представлять бесконечно большое сопротивление, и тока в цепи генератора не будет.

Все это действительно так и происходило бы, если бы наши контуры были идеальными, как мы их приняли в самом начале рассмотрения. Но в реальных контурах всегда имеют место активные сопротивления, которые не позволяют полному сопротивлению контура принять бесконечно большое значение или стать равным нулю. Действие этих активных сопротивлений скажется на том, что ток в цепи генератора при резонансных частотах f_{p1} и f_{p2} определится этими активными сопротивлениями, а не будет бесконечно большим. Спадание тока в полосе между частотами f_{p1} и f_{p2} будет происходить медленно, и он никогда не спадет до нуля, так как $Z_п$ параллельного контура $L_M L_2 C_2$ при резонансе токов никогда не будет равно ∞. Другими словами, наличие активных сопротивлений в контурах сгладит все происходящие в них процессы, и изменение тока будет происходить более плавно.

Близость пиков тока или ширина полосы между частотами f_{p1} и f_{p2} зависит от двух обстоятельств: 1) от величины, как мы уже говорили, общей индуктивности L_M или от связи между контурами; 2) от собственной резонансной частоты f_p контуров. Из кривой $1/X_0$ на рис. 17 видно, что точка нулевой проводимости цепи $L_M L_2 C_2$ определяется частотой, при которой проводимость $1/X_M$ общей индуктивности L_M равна и противоположна по знаку проводимости цепи $L_2 C_2$. Чем больше проводимость $1/X_M$, т. е. чем ниже будет расположена кривая $1/X_M$, тем ближе эта частота подходит к резонансной частоте контура. Другими словами, чем меньше сопротивление общей индуктивности, т. е. меньше сопротивление связи и меньше связь между контурами, тем ближе друг к другу будут расположены частоты f_{p1} и f_{p2}, тем уже будет полоса пропускания частот и больше избирательность связанных контуров, а отсюда следует, что если между данными контурами подобрана для получения заданной полосы частот определенная связь при данной несущей частоте и затем эту несущую (но не настройку контуров!) изменять (при постоянной связи между контурами), то будет изменяться и полоса пропускания, так как сопротивление связи $X_M = \omega L_M$ зависит от частоты. При увеличении несущей ча-

стоты ширина полосы пропускания возрастает и при уменьшении суживается, так как при увеличении несущей сопротивление связи $X_M = \omega L_M$ возрастает, проводимость $1/X_M = 1/\omega L_M$ уменьшается (кривая $1/X_M$ на рис. 17 поднимается выше), при уменьшении же несущей кривая $1/X_M$ опускается ниже. В этом состоит одно из преимуществ применения в супергетеродинных приемниках одной и той же промежуточной частоты для всего диапазона принимаемых приемником частот — при всех условиях ширина полосы пропускания остается одинаковой.

Все сказанное относительно схемы рис. 16 полностью относится и к схеме рис. 15, где связь между контурами осуществляется взаимоиндуктивностью M между ними. Разница в работе между этими схемами заключается единственно в том, что в случае схемы рис 15 резонансные частоты f_{p1} и f_{p2} будут расположены по обе стороны от собственной резонансной частоты f_p этих контуров и тем симметричнее, чем меньше M, чем меньше связь между контурами. Никакие другие виды связи такими полезными свойствами не обладают. Что же касается значений резонансных частот для схемы рис. 15, то

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + M)C_1}} \quad \text{и} \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 - M)C_1}},$$

если $L_1 = L_2$ и $C_1 = C_2$.

Другими словами, схема из двух одинаковых трансформаторно связанных контуров с одинаковыми настройками эквивалентна в отношении резонансных частот двум контурам с элементами $L - M$ и $L + M$. Физически это можно объяснить следующим образом. Когда в первом контуре проходит ток, то благодаря наличию взаимоиндуктивности M между контурами во втором контуре индуктируется э. д. с., которая вызывает ток направления, обратного направлению тока в первом контуре. Этот индуктированный ток «размагничивает», уменьшает индуктивность L второго контура на величину M и резонансная частота его будет определяться постоянными $L - M$ и C. Ток во вторичном контуре вызовет, в свою очередь, добавочный ток в первом контуре, который, будучи противоположным по знаку вызвавшему его току во вторичном контуре, будет, следовательно, совпадать по направлению с током в первом контуре и будет поэтому «подмагничивать», увеличивать

индуктивность этого контура на величину M, и резонансная частота его будет определяться постоянными $L+M$ и C.

При других видах связи, если увеличивать связь выше критической (см. ниже), то один максимум тока совпадает приблизительно с первоначальной частотой настройки контуров, соответствующей малой связи, а другой максимум сдвигается в ту или другую сторону от первого в зависимости от вида связи. Правда, можно комбинировать два вида связи так, чтобы максимумы получались симметричными относительно средней частоты $f_0 = \frac{f_{p1} + f_{p2}}{2}$, но практически это получается неудобно. Поэтому для получения такой симметрии удобнее применять трансформаторную связь, которую на практике наиболее часто и применяют и на которой мы остановимся несколько подробнее.

Расчет резонансных кривых реальных связанных контуров достаточно сложен и не может быть приведен здесь. Форма этих кривых определяется резонансными частотами контуров, их добротностями и степенью связи k этих контуров, причем формы кривых резонанса для первичного и вторичного контуров отличаются друг от друга. Практически имеют значение только резонансные кривые тока I_2 во вторичном контуре. Мы приведем здесь (рис. 20, *а*)

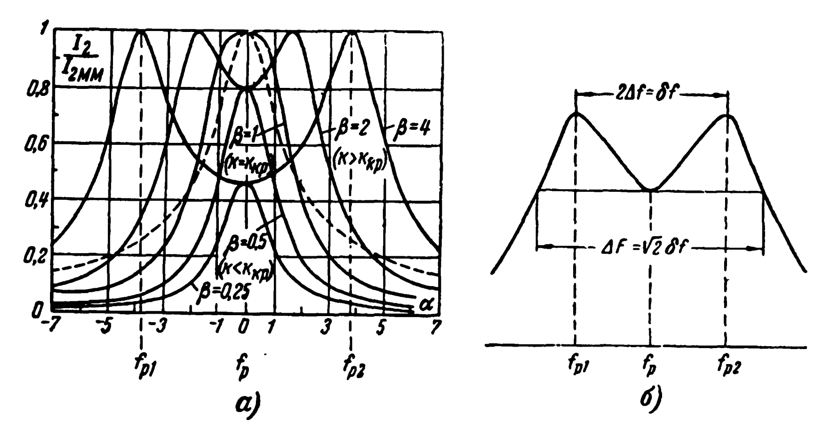


Рис. 20. Резонансные кривые тока вторичного контура связанных контуров с одинаковыми Q и f_p, но при разных k (разных β); штриховой линией изображены резонансная кривая одиночного последовательного контура (*а*) и соотношение между шириной полосы пропускания и расстоянием между максимумами вторичной цепи для двух связанных контуров, настроенных на одну частоту (*б*).

семейство обобщенных резонансных кривых только для одинаковых связанных контуров, т. е. имеющих одинаковые резонансные частоты $f_р$ $(L_1C_1=L_2C_2)$ и одинаковые добротности $Q_{э1}=Q_{э2}=Q_э\left(\frac{L_1}{R_1}=\frac{L_2}{R_2}\right)$, как имеющих наибольшее применение в радиолюбительской практике. Эти кривые показывают отношение тока I_2 к максимально возможному току $I_{2мм}$ при данном факторе связи $\beta=kQ_э$ в зависимости от обобщенной расстройки $\alpha=Q_э\xi$ контуров. При небольших относительных расстройках $\alpha\approx Q_э\frac{2\Delta f}{f_р}$. Из этого рисунка видно, что при малых значениях β $(\beta<1)$, т. е. при малых значениях коэффициента связи k (при слабых связях), кривые резонанса имеют приблизительно такую же форму, как и одиночные контуры. По мере увеличения фактора связи β (или коэффициента связи k) при достижении последними определенных значений $(\beta>1)$ у резонансных кривых появляются пики, соответствующие резонансным частотам связи $f_{р1}$ и $f_{р2}$ системы, которые располагаются по обе стороны от собственной резонансной частоты $f_р$ контуров и тем дальше от нее, чем больше связь k между контурами. При резонансной частоте $f_р$ контуров появляется провал в резонансной кривой, углубляющийся с увеличением коэффициента связи k. Связь, при которой „двугорбая“ резонансная кривая переходит в „одногорбую“, обыкновенную форму резонансной кривой, называют **критической** связью $k_{кр}$. Критическая связь $k_{кр}$ зависит от добротностей контуров: $k_{кр}=\frac{1}{\sqrt{Q_{э1}Q_{э2}}}$ или при равенстве добротностей контуров $k_{кр}=\frac{1}{Q_э}$, откуда $k_{кр}Q_э=$ $=1=\beta_{кр}$. При критической связи из первичного контура во вторичный переносится максимум энергии (ток I_2 получается возможно наибольшим $I_{2мм}\approx\frac{E_эQ_э}{2\rho}$, но все же меньшим, чем он был бы в одиночном последовательном вторичном контуре при условии одинаковых в обоих случаях э. д. с.). Кривая этого тока в непосредственной близости к резонансной частоте контуров несколько шире, чем резонансная кривая отдельного вторичного контура.

При частотах связи f_{p1} и f_{p2} максимумы токов имеют значение, примерно равное $I_{2мм}$.

Если $Q_э$ контуров невелико или коэффициент связи k значительно превышает его критическое значение, то частоты связи можно определить по формуле $f_{p1,2}=\frac{1}{\sqrt{1\pm k}}$ (для индуктивно связанных контуров, указанных на рис. 15, $k=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}=\frac{M}{L}$, если $L_1=L_2$). Положение пиков относительно собственной резонансной частоты f_p контуров на обобщенных резонансных кривых может быть определено и по формуле $x=\sqrt{\beta^2-1}$, где x отсчитывается в ту и другую сторону от частоты f_p.

На практике обычно интересуются полосой частот, в которой токи во вторичном контуре равны или превышают ток при резонансной частоте f_p. Эта полоса схематически изображена на рис. 20, *б*, она в $\sqrt{2}$ больше разности частот максимумов: $\Delta F=\sqrt{2}\delta f=\sqrt{2}(f_{p2}-f_{p1})$.

Полоса пропускания частот — полоса прозрачности, очевидно, также зависит от фактора связи. При связи, равной критической, полоса прозрачности, определенная, как и в случае одиночного контура при ослаблении тока на 6 *дб*, будет равна $b_{св6}=1{,}86\ b_6$, где b_6 — полоса прозрачности одиночного контура, т. е. полоса прозрачности связанных контуров больше полосы прозрачности одиночного контура почти в 2 раза. Предельное значение полосы пропускания связанных контуров примерно в 5,25 раза больше полосы пропускания одиночного контура, что соответствует фактору связи $\beta\approx3{,}73$. При больших связях глубина впадины тока I_2 лежит уже ниже 0,5.

Коэффициент прямоугольности связанных контуров значительно лучше, чем контуров одиночных, и может быть определен при помощи кривых рис. 21 аналогично тому, как мы определяли этот коэффициент для одиночного контура. Например, для предельного значения фактора связи $\beta=3{,}73$ коэффициент прямоугольности равен, как в этом нетрудно убедиться,

$$K_{60}=\frac{B_{св60}}{b_{св6}}\approx\frac{80}{5}=16.$$

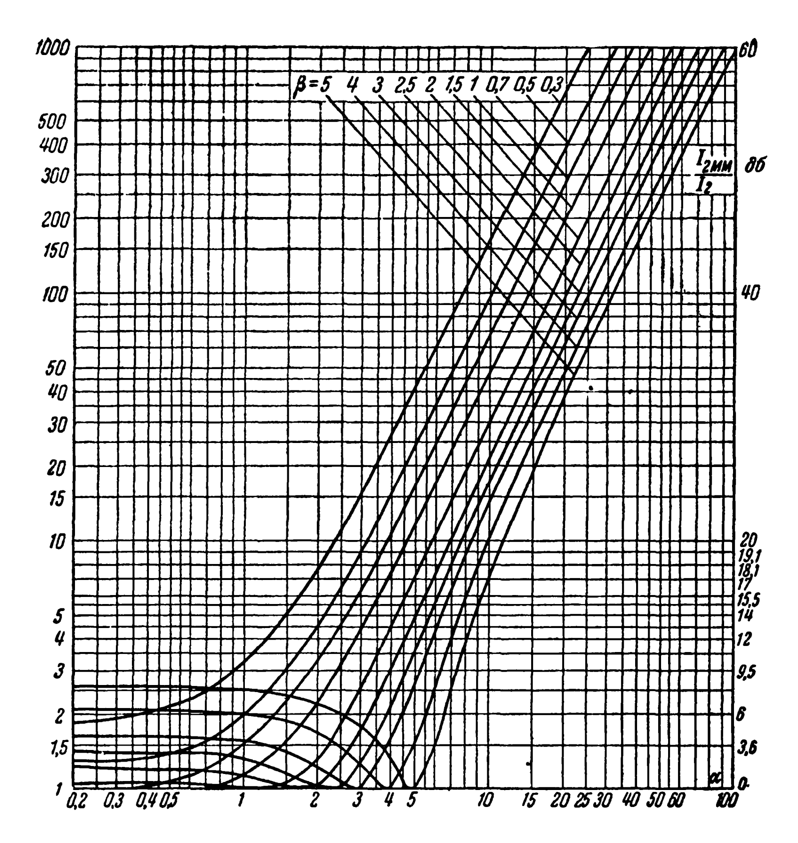


Рис. 21. Кривые, обратные кривым на рис. 20,*а* (служат для определения избирательности одинаковых связанных контуров).

Чтобы использовать систему из связанных контуров в качестве фильтра на промежуточной частоте, нужно так подобрать коэффициент связи и добротность контуров, чтобы обеспечить требующуюся ширину и плоскую вершину частотной характеристики с возможно крутыми скатами, особенно удобными для работы с модулированными колебаниями, так как в этом случае получается практически одинаковое усиление и несущей и боковых частот. Ширина и прямолинейность вершины частотной характеристики зависят, как мы видели, и от коэффициента связи k и от добротности контуров $Q_э$, причем ширина вершины определяется главным образом коэффициентом связи k, а прямо-

линейность вершины зависит в основном от $Q_э$ контуров. Большие значения связи дают широкие вершины, большие значения $Q_э$ дают ясно выраженные максимумы, а малые значения $Q_э$ вызывают закругление вершины.

Общее усиление в полосе прозрачности фильтров промежуточной частоты зависит от числа этих фильтров, но независимо от их числа оно обычно не должно превосходить 3 *дб*, т. е. усиление на пиках пропускаемой фильтрами полосы не должно превосходить усиления на средней частоте полосы больше чем в 1,41 раза. Если n — число фильтров, то на долю каждого фильтра приходится усиление $A = \sqrt[n]{1{,}41}$. Обычно делают на промежуточной частоте двухкаскадную фильтрацию, так как один фильтр промежуточной частоты не обеспечивает ни должной чувствительности, ни надлежащей избирательности; три фильтра применяют только в высококачественных установках.

При $n=2$ $A=1{,}2$, что соответствует усилению на 1,6 *дб* на один фильтр. Выбрав число фильтров, можно уже рассчитать и сами фильтры.

Расчет полосных фильтров производят обычно при помощи графиков рис. 22. Использование графиков рис. 22 иллюстрируем примером.

Пример. Рассчитать полосной фильтр к супергетеродинному приемнику. Контуры фильтра приемника одинаковы и настроены на частоту $f_р = 460$ *кгц*. Напряжение в полосе 9 *кгц* должно быть не меньше, чем в середине полосы, и не должно его превышать более чем в 1,2 раза (на один фильтр). Связь между контурами — трансформаторная.

Определяем ширину полосы между пиками, она будет равна $\frac{\Delta F}{\sqrt{2}} = \frac{9}{\sqrt{2}} = 6{,}37$ *кгц*. Находим отношение $\frac{2\Delta f}{f_р} = \frac{6{,}37}{460} = 0{,}0138$. Из графика рис. 22, *а* видно, что для усиления $A = 1{,}2$ отношение $\frac{k}{k_{кр}}$ должно быть равно 1,85, что соответствует значению коэффициента $y = 0{,}84$ (находится по кривой y на том же рисунке). Зная коэффициент y, по графику рис. 22, *б* находим необходимый коэффициент связи $k = 0{,}018$. Тогда

$$k_{кр} = \frac{k}{1{,}85} = \frac{0{,}018}{1{,}85} = 0{,}0097 \text{ и } Q_э = \frac{1}{k_{кр}} = \frac{1}{0{,}0097} = 103.$$

Опыт показывает, что наивыгоднейшее с точки зрения формы резонансной кривой полосного фильтра с настраивающимися контурами с приблизительно одинаковыми добротностями значение $Q_э$ примерно

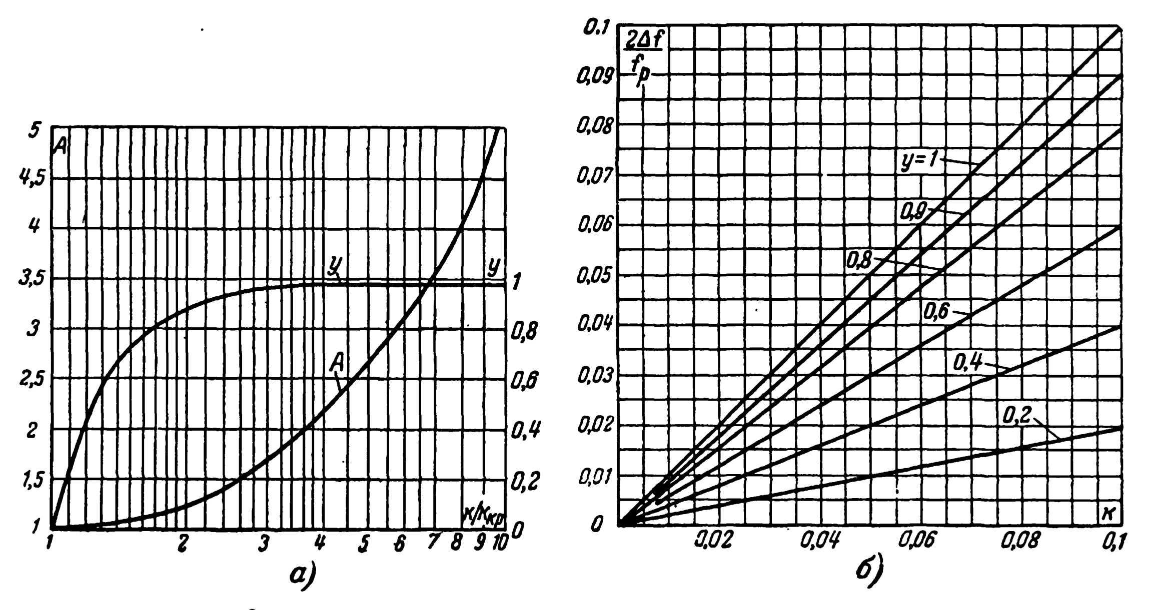


Рис. 22. Графики для расчета фильтров на промежуточной частоте.

на 75% больше того, которое обеспечивает получение критического коэффициента связи $k_{кр}$, т. е.

$$Q_{э.наив} \approx 1{,}75 Q_э = \frac{1{,}75}{k_{кр}}. \qquad (1)$$

Формулу (1) можно представить, если возвести все ее члены в квадрат, в виде:

$$Q^2_{э.наив} \approx 3Q^2_э = \frac{3}{k^2_{кр}}. \qquad (2)$$

Ширина ΔF полосы прозрачности полосного фильтра с настраивающимися контурами должна быть связана в этом случае с резонансной частотой $f_р$ и коэффициентом k связи соотношением

$$\Delta F \approx 1{,}2 k f_р. \qquad (3)$$

Пользуясь формулой (3), найдем необходимый для данных предыдущего примера коэффициент связи k между контурами L_1C_1 и L_2C_2:

$$k = \frac{\Delta F}{1{,}2 f_р} = \frac{9}{1{,}2 \cdot 460} = 0{,}0163, \text{ или } 1{,}6\%.$$

Из формулы (2) находим:

$$Q^2_{э.наив} = \frac{3{,}0}{k^2} = \frac{3{,}0}{0{,}016^2} = 11\,700,$$

откуда

$$Q_{э.наив} = \sqrt{11\,700} \approx 109.$$

Критическая связь контура с таким $Q_э$ равна:

$$k_{кр} \approx 0{,}0095.$$

Как видим, разница между приведенным выше более или менее точным и этим приближенным расчетами не так уж значительна.

Из графика рис. 21 находим коэффициент прямоугольности частотной характеристики одного рассчитанного фильтра $K'_{60} = \frac{B_{60}}{b_6} \approx$ $\approx \frac{58}{3} \approx 19{,}5$, для двух контуров он будет равен

$$K''_{60} = \sqrt{K'_{60}} \approx \sqrt{19{,}5} \approx 4{,}4.$$

Полагаем конденсаторы в контурах одинаковыми и равными $C_1 = C_2 = C = 200$ *пф* каждый. Пользуясь известной формулой для резонансной частоты, найдем необходимые значения индуктивностей $L_1 = L_2 = L$ контуров

$$L = \frac{25{,}2 \cdot 10^6}{C_{пф} \cdot f^2_{кгц}} = \frac{25{,}2 \cdot 10^6}{200 \cdot 460^2} = 0{,}605 \text{ мгн} = 605 \text{ мкгн}.$$

Так как коэффициент связи $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ и так как в нашем случае $L_1 = L_2 = L = 605$ *мкгн* и $k = 0{,}016$, то коэффициент взаимной индуктивности M будет равен:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = kL = 0{,}016 \cdot 605 = 9{,}7 \text{ мкгн}.$$

Нужно отметить, что приведенный расчет является приближенным, определяющим только порядок величин, около которых нужно искать путем подборов или измерений истинные значения, определяющие настройку фильтра. Это объясняется тем, что в формулах нельзя учесть все факторы, имеющие место в действительности в данной обстановке в приемнике и влияющие на точность результатов подсчета. Например, во всех современных приемниках катушки индуктивностей делаются с магнитодиэлектрическими сердечниками для уменьшения габаритов приемника, для возможности легкого регулирования величины этой индуктивности и получения катушек с большим Q_L. В этом случае многое определяется родом и формой примененного магнитодиэлектрика, и расчет, например, катушки становится достаточно сложным и приближенным. Удобнее исходить из имеющихся в распоряжении радиолюбителя катушек с магнитодиэлектрическим сердечником и к ним подбирать все остальные величины.

Если окажется, что добротность $Q_к$ контура намного (на $20-30\%$) больше полученного значения $Q_э$ из расчета, то его нужно шунтировать сопротивлением $R_ш = \frac{\rho Q_э Q_к}{Q_к - Q_э}$, что следует из формулы на стр. 21.

Катушки обоих настраивающихся контуров фильтра располагают обычно на одном каркасе и, меняя расстояние между ними, добиваются получения нужной величины связи между катушками взаимной индуктивностью M.

Мы рассмотрели случай полосного фильтра с настраивающимися контурами при наличии между ними индуктивной связи. Но иногда применяют и связь емкостную, т. е. вместо индуктивности L_M на рис. 16 включают емкость C. Поведение фильтра в этом случае остается в общем таким же, как и при индуктивной связи, за исключением некоторых специфических особенностей, свойственных только емкостной связи.

Мы указывали в своем месте, что в случае индуктивной связи между контурами фильтра при подобранной ее ве-

личине для данной несущей частоты и полосы прозрачности эта полоса пропускания будет с увеличением несущей частоты расширяться и с уменьшением несущей — сужаться. В случае емкостной связи между контурами картина получается обратная, т. е. с увеличением несущей частоты полоса прозрачности сужается, а с уменьшением несущей — расширяется. Это объясняется тем, что сопротивление связи $1/\omega C$ с увеличением частоты уменьшается, связь становится слабее и потому меньше оказывает влияние на работу контуров, и резонансные частоты f_{p1} и f_{p2} фильтра сближаются с собственной резонансной частотой f_p отдельных контуров. Уменьшение емкости C при постоянной несущей частоте увеличивает связь между контурами и, следовательно, расширяет полосу прозрачности фильтра, раздвигая пики кривой резонанса и увеличивая провал ее между резонансными частотами. Увеличение C уменьшает связь и сужает полосу прозрачности, сближает пики кривой резонанса и выравнивает ее вершину. Таким образом, мы видим, что индуктивная связь расширяет полосу прозрачности фильтра при высоких частотах, а емкостная связь — при низких частотах. То, что емкостная связь расширяет полосу прозрачности фильтра в направлении низких частот диапазона, дает ей некоторое преимущество перед индуктивной связью, так как именно в области низких несущих частот желательна несколько бо́льшая ширина полосы прозрачности для равномерной передачи боковых частот модулированной волны.

Хотя в предыдущем изложении мы говорили преимущественно о работе полосного фильтра с настраивающимися контурами в применении его к промежуточной частоте супергетеродинных приемников, но все изложенное в полной мере относится и к настраивающимся усилителям высокой частоты, предшествующим преобразованию частоты в супергетеродине, так называемым п р е с е л е к т о р а м, и к настраивающимся усилителям высокой частоты приемников прямого усиления.

Мы рассмотрели полосный фильтр с настраивающимися контурами в применении его в случае сравнительно узкой полосы прозрачности, когда эта полоса прозрачности составляет незначительный процент от несущей частоты (2—5%). Но, например, в телевизионных установках полоса прозрачности составляет, наоборот, очень большой процент от промежуточной частоты (10—35%). Обеспечить в таком случае равномерное пропускание полосы частот

с помощью обычных настраивающихся контуров иногда просто невозможно. В этом случае прибегают к преднамеренному уменьшению $Q_к$ контуров с целью получения более плоской резонансной кривой. Для этой цели можно, например, нагрузить связанные контуры сопротивлениями R_1 и R_2 (рис. 23). Если контуры одинаковы и нагружены одинаковыми сопротивлениями $R_1 = R_2 = R$, то, обозначив добротности нагруженных контуров через $Q_э$ и добротности контуров без нагрузочных сопротивлений через $Q_к$, эквивалентная добротность $Q'_э$ связанных контуров будет равна:

$$Q'_э = \frac{Q_э Q_к}{Q_э + Q_к}. \quad (4)$$

Так как $Q'_э$ в таких нагруженных контурах уменьшается, то, как видно из формул (2), коэффициент связи $k_{кр}$ возрастает, а следовательно, увеличивается и полоса прозрачности ΔF.

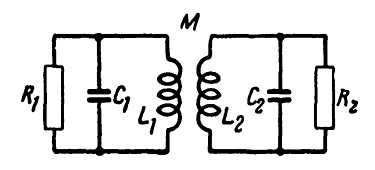


Рис. 23. Полосный фильтр с настраивающимися контурами для широкой полосы прозрачности.

Широкую полосу прозрачности можно обеспечить, комбинируя двугорбую резонансную кривую полосного фильтра с резонансной кривой простого одиночного контура. Этого можно достигнуть, если в анодную цепь второй лампы на схеме рис. 15 включить обычный контур, настроенный на промежуточную частоту. Анализ показывает, что особенно хорошие результаты в этом случае получаются, если контуры подобрать так, чтобы произведение ординат двугорбой и одногорбой кривых имело одно и то же значение при резонансной частоте $f_р$ и при резонансных частотах $f_{р1}$ и $f_{р2}$ (на горбах). Это условие обеспечивается, если

$$Q_3 = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2}, \quad (5)$$

где Q_1 и Q_2 относятся к связанным контурам, а Q_3 — к одиночному контуру.

Если $Q_1 = Q_2$, то Q_3 должно быть равно 0,5 от $Q_1 (Q_2)$. Интересно указать, что при выполнении этого условия,

изменяя связь между контурами в первой, лампе, можно в широких пределах изменять полосу прозрачности, не изменяя при этом формы результирующей резонансной кривой схемы.

Хороших результатов в смысле получения большой полосы прозрачности при подходящей форме резонансной кривой можно получить, если использовать два контура, несколько расстроенных друг относительно друга. В этом случае результирующая кривая (рис. 24) получается (если $Q_1 = Q_2$) такая, как если бы мы имели обычную схему с настроенными на одну и ту же частоту связанными контурами, но коэффициент связи k между которыми увеличен до значения

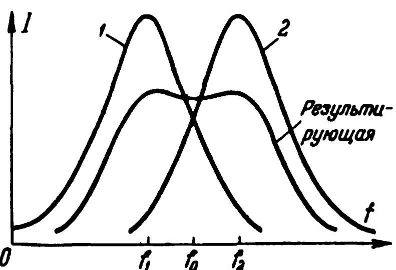


Рис. 24. Резонансные кривые двух связанных контуров, расстроенных друг относительно друга.

$$k_э = \sqrt{k^2 + \left(\frac{\Delta}{f_0}\right)^2}, \qquad (6)$$

где k — действительный коэффициент связи между контурами;

Δ — разность между резонансными частотами первого и второго контуров, т. е. $f_2 - f_1$;

f_0 — средняя арифметическая частота между расстроенными контурами, т. е. $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$.

Последний метод получения полосного фильтра дает лучшие результаты, если составить схему двухкаскадного усилителя и в анодные цепи его включить одиночные, нагруженные на сопротивления, но несколько расстроенные друг относительно друга контуры. Затраты на включение второй лампы компенсируются большим усилением на один каскад при одинаковой полосе пропускания, меньшей зависимостью работы схемы при замене ламп, простотой конструкции и настройки схемы.

Иногда применяют три соответствующе расстроенных контура, что еще больше улучшает частотную характеристику фильтра промежуточной частоты. Возможны фильтры промежуточной частоты с другими видами связи между

контурами, с переменной полосой прозрачности, фильтра сосредоточенной избирательности (многозвенный фильтр) и другие фильтры, но мы не можем рассмотреть все виды их в настоящей книге.

ФИЛЬТРЫ ТИПА k

Общие сведения. Комбинируя элементарные электрические цепи, можно составить электрические фильтры, далеко превосходящие по своим качествам рассмотренные нами простейшие фильтры. Такие фильтры представляют собой четырехполюсники[1], блок-схема включения которых показана на рис. 25. Они обладают тремя основными частотными характеристиками: 1) характеристическим сопротивлением, 2) затуханием и 3) фазовым сдвигом.

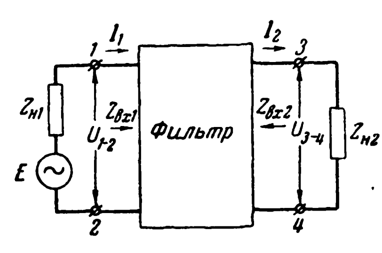


Рис. 25. Фильтр, работающий на нагрузочное сопротивление. При согласовании: $Z_{н1} = Z_{вх1}$; $Z_{н2} = Z_{вх2}$.

1. Для любого четырехполюсника всегда можно подобрать такие характерные для него нагрузочные сопротивления $Z_{н1}$ (роль которого может играть, например, внутреннее сопротивление генератора) и $Z_{н2}$ (рис. 25), при которых входное сопротивление $Z_{вх1} = \frac{U_{1\cdot 2}}{I_1}$ со стороны зажимов *1-2* (с подключенным к фильтру $Z_{н2}$) будет равно $Z_{н}$, а входное сопротивление $Z_{вх2} = \frac{U_{3\text{-}4}}{I_2}$ со стороны зажимов *3-4* (с подключенным к фильтру $Z_{н1}$) будет равно $Z_{н2}$. Такие входные сопротивления $Z_{вх1}$ и $Z_{вх2}$ называют в этом случае характеристическими сопротивлениями четырехполюсника. Если характеристические сопротивления с обеих сторон четырехполюсника равны, то такой четырехполюсник называют симметричным.

---

[1] Четырехполюсником называют электрическую схему любой сложности, но не содержащую внутри себя каких-либо источников э. д. с., имеющую четыре полюса (зажима) — два для ввода и два для вывода электрической энергии.

Наилучшими условиями работы четырехполюсника является работа с сопротивлениями нагрузки $Z_{н1}$ и $Z_{н2}$, равными характеристическим сопротивлениям четырехполюсника или, как говорят, при согласованных сопротивлениях нагрузки. Поэтому всегда стремятся обеспечить сопротивления нагрузки, равные характеристическим сопротивлениям.

Характеристическое сопротивление определяет свойства фильтра при передаче им энергии, и потому знание частотной зависимости его, например, в полосе пропускания позволяет определить наивыгоднейшее для фильтра сопротивление нагрузки.

2. При передаче четырехполюсником энергии на выходе его получается уменьшение мощности. Если четырехполюсник работает при согласованных сопротивлениях нагрузки, то уменьшение на выходе четырехполюсника тока или напряжения относительно их значений на выходе называют собственным затуханием b четырехполюсника. Но только в очень редких случаях в специальных установках может быть достигнуто, да и то большой ценой и значительным усложнением схемы, полное согласование сопротивлений на всем заданном диапазоне частот. В обычной практике работы фильтров условие полного согласования сопротивлений не выполняется, так как частотные зависимости характеристических и нагрузочных сопротивлений, как правило, различны, поэтому в фильтрах в тех точках его, где имеется несогласованность сопротивлений, имеет место отражение энергии. Явление отражения крайне нежелательно, так как оно приводит к изменению величин и частотных зависимостей характеристического сопротивления, затухания и фазы, что в конечном итоге ухудшает работу фильтра. Для оценки затухания фильтра в таких рабочих условиях вводят, кроме собственного затухания, еще понятие затухания вследствие несогласованности.

Знание частотной характеристики затухания фильтра позволяет определить границы между полосами пропускания и непропускания фильтра — его избирательность и амплитудные искажения в передаче.

Затухание измеряется обычно в децибелах.

3. В четырехполюсниках при передаче энергии происходят изменения фазы тока и напряжения. Изменение фазы тока и напряжения на выходе четырехполюсника относительно его входа при согласованных нагрузочных сопро-

тивлениях носит название собственного фазового сдвига a.

Знание частотной фазовой характеристики в полосе пропускания фильтра позволяет определить время прохождения через фильтр токов различных частот, т. е. определить фазовые искажения, вносимые фильтром. Этот вопрос очень существен, например, в телевидении.

Электрические характеристики особенно ярко выражены в фильтрах, выполненных из чисто реактивных элементов. И так как нашей основной задачей является ознакомление главным образом с физической картиной работы фильтров, то в дальнейшем мы будем ради простоты исходить из следующих допущений: 1) фильтры являются пассивными, т. е. не содержат в своих цепях никаких источников э. д. с. и электронных ламп; 2) величина индуктивностей катушек в фильтрах не зависит ни от частоты проходящего через них тока, ни от его величины (последнее относится к случаю катушек с магнитным сердечником); 3) между отдельными элементами фильтра не существует ни магнитной, ни емкостной связей; 4) активные сопротивления элементов фильтрующих цепей равны нулю, т. е. в этих цепях не происходит поглощения энергии и элементы фильтра представляют чисто реактивные сопротивления; 5) фильтры работают при согласованных активных сопротивлениях нагрузки, т. е. вход и выход фильтра нагружены одинаковыми по величине активными сопротивлениями, равными характеристическому сопротивлению его (симметричный фильтр).

Исходя из указанных положений, теория фильтров показывает, что условием прозрачности, пропускания фильтром токов только тех или иных частот является соблюдение неравенства

$$0 \geqslant X_1 \geqslant -4X_2, \qquad (7)$$

где X_1 и X_2 — реактивные сопротивления соответствующих электрических цепей.

Рассмотрение этого неравенства показывает, что фильтр должен состоять из двух электрических цепей, из двух реактивных сопротивлений противоположных знаков, т. е. если одна цепь действует как индуктивность, то другая цепь должна быть эквивалентна емкости. Эти сопротивления должны быть включены — одно последовательно с нагрузочным сопротивлением (последовательное плечо), другое — параллельно с нагрузочным сопротивлением (параллельное плечо). Если бы они были вклю-

чены оба последовательно друг с другом, то через них проходил бы один и тот же ток, и ни о каком пропускании токов одних частот, и задержании токов других частот, т. е. ни о какой фильтрации, не могло быть и речи. Границы частот пропускаемых токов, границы прозрачности, определяются, очевидно, по условиям: $X_1=0$ и $X_1=-4X_2$, так как только в этих границах возможно соблюдение указанного выше неравенства (7).

Произведение X_1X_2 является для данного типа фильтров величиной постоянной, не зависящей от частоты и равной L/C, т. е. $X_1X_2=L/C=\rho^2$, и имеет размерность сопротивления, которое носит активный характер. Величину $\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}$ называют **номинальным характеристическим сопротивлением**.

Фильтры, состоящие из последовательно и параллельно включенных простейших фильтров рис. 10, называют фильтрами типа k.

Простейшие схемы фильтров типа k—Г-образные полузвенья. Однако для получения большого затухания в полосе непропускания и симметрии схемы применяют Т- или П-образные звенья.

Рис. 26. Г-образный фильтр нижних частот, включенный на нагрузочное сопротивление и источник э. д. с. (*а*), график, поясняющий действие этого фильтра (*б*) и частотные характеристики (*в*) фильтра (*1*—желаемая, *2*—реальная).

Фильтры, пропускающие нижние частоты. Рассмотрим схему на рис. 26,*а*, где $X_1=j\omega L_1/2$, $X_2=\frac{-j}{\omega C_2/2}$, $R_н$—сопротивление нагрузки, R_i—внутреннее сопротивление источника э. д. с. E. Построив частотные зависимости сопротивлений X_1 и $4X_2$ и объединив их на одном графике, как это показано на рис 26,*б*, найдем, что $X_1=0$ при частоте

$f=0$ и $X_1=-4X_2$ при частоте f_{c2}. Следовательно, данная схема будет пропускать к нагрузочному сопротивлению $R_н$ токи с частотами от $f=0$ до частоты f_{c2}, а токи с частотами выше f_{c2} к сопротивлению $R_н$ не пройдут, т. е. рассматриваемая схема соответствует фильтру, пропускающему нижние частоты, и является схемой простейшего Г-образного **фильтра нижних частот**.

Физически действие этого фильтра можно объяснить следующим образом. Проходящие токи нижних частот встретят со стороны индуктивности $L_1/2$ небольшое сопротивление и пройдут через нее к нагрузочному сопротивлению $R_н$, ответвляясь в емкость $C_2/2$ лишь в очень малой степени, так как последняя представляет для токов низкой частоты большое сопротивление. Токи же верхних частот задержатся индуктивностью, поскольку она представляет для них большое сопротивление, а те токи верхних частот, которые все же будут пропущены индуктивностью, ответвятся в емкость $C_2/2$, которая представляет для них малое сопротивление. Это шунтирующее действие емкости $C_2/2$ будет зависеть не только от величины ее сопротивления X_C для подлежащих шунтированию частот, но и от соотношения между этим сопротивлением и нагрузочным сопротивлением $R_н$, включенным параллельно конденсатору. Чем больше сопротивление X_C емкости $C_2/2$ для данной частоты по сравнению с нагрузочным сопротивлением $R_н$, тем бóльшая часть тока этой частоты ответвится в сопротивление $R_н$ и тем меньше будет фильтрующее действие схемы. Но фильтр должен не только подавлять передачу токов, энергии на частотах в полосе непрозрачности фильтра, но и возможно полно передавать в полосе прозрачности поступающую в фильтр энергию. Для этого сопротивление на входных зажимах фильтра, входное сопротивление фильтра, которое зависит от соотношения между L_1 и C_2, должно быть равно нагрузочному сопротивлению $R_н$, тогда вся поступающая в фильтр энергия пройдет через фильтр и поглотится в этом сопротивлении. В противном случае часть поступившей в фильтр энергии отразится от $R_н$ и направится обратно с своему источнику. Поэтому величина нагрузочного сопротивления $R_н$ фильтра не может быть взята произвольной, она должна быть связана вполне определен-

ными соотношениями со значениями L_1 и C_2 данного фильтра.

Описанное действие фильтра нижних частот характеризуется кривой его затухания (рис. 26,*в*). Часть графика рис. 26,*в*, лежащая справа от линии *2*, соответствует не пропускаемым фильтром частотам (полоса непрозрачности), а диапазону пропускаемых фильтром частот соответствует часть графика слева от линии *2* (полоса прозрачности). Из частотной характеристики затухания фильтра видно, что затухание в данном фильтре равно нулю для всех частот, начиная с нулевой частоты (постоянный ток)

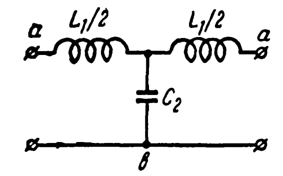


Рис. 27. Однозвенный Т-образный фильтр нижних частот.

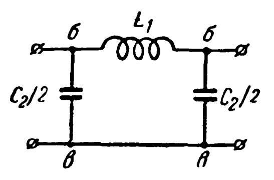


Рис. 28. Однозвенный П-образный фильтр нижних частот.

вплоть до частоты среза f_{c2}, выше которой затухание в реальных фильтрах постепенно возрастает, так как для токов с частотой выше частоты среза f_{c2} индуктивность представляет уже большое сопротивление, а емкость начинает их заметно шунтировать.

Т- и П-образные фильтры легко получаются из рассмотренной Г-образной схемы. Если к точкам *б*, *в* фильтра подключить второй такой же фильтр (с теми же значениями $L_1/2$ и $C_2/2$) так, чтобы точки *б* и *в* одного совместились с аналогичными точками *б* и *в* другого, то получим Т-образную схему фильтра нижних частот (рис. 27), где емкость C_2 представляет собой сумму двух параллельно включенных, одинаковых по величине емкостей $C_2/2$. Если же эти фильтры подключить друг к другу так, чтобы совместились их точки *а*, то получим П-образную схему фильтра нижних частот (рис. 28), где индуктивность L_1 представляет собой сумму двух последовательно включенных одинаковых по величине индуктивностей $L_1/2$. Полные значения индуктивности и емкости в Т- и П-образных фильтрах одни и те же.

Г-, Т- и П-образные фильтры работают аналогично друг другу с той только разницей, что в Г-образ-

ном фильтре затухание в 2 раза меньше, чем в фильтрах Т- и П-образных. Выбор типа фильтра зависит от удобства его применения. Обычно в тех случаях, когда желательно получение на выходе фильтра большего постоянства напряжения независимо от условий работы выхода фильтра, предпочтительнее применять Т-образные фильтры. Если же речь идет о поддержании в нагрузочном сопротивлении при его изменении большого постоянства тока, предпочтительнее применять П-образные фильтры. Конечно, это является только частным правилом, так как в каждом отдельном случае условия работы фильтра определяются и рядом других факторов. Например, в случае параллельного подключения фильтра нижних частот к линии, когда необходимо отделить токи более высоких частот от токов более низких частот, нужно применять П-образные фильтры, так как емкость, с которой начинается П-образное звено, будет шунтировать токи более высоких частот, и они будут в меньшей степени поступать в низкочастотную аппаратуру.

Приведенные схемы фильтров, пропускающих нижние частоты, не обеспечивают быстрое нарастание затухания за граничной частотой. Крутизна среза характеристики фильтра зависит от потерь в его цепях и от числа звеньев фильтра. Чем больше число звеньев, тем эффективнее действие фильтра. Число звеньев в применяемых фильтрах определяется, с одной стороны, получением желаемого затухания, а с другой — стоимостью устройства. Два звена в большинстве случаев удовлетворяют предъявляемым к фильтрам требованиям, а зачастую оказывается достаточным и одного звена. Три звена применяют в очень редких случаях.

Многозвенные фильтры составляются последовательным включением однозвенных фильтров с одинаковыми характеристическими сопротивлениями в месте соединения. На рис. 29,*а* показана часто применяемая двухзвенная схема Т-образного фильтра, а на рис. 29,*б* — двухзвенная

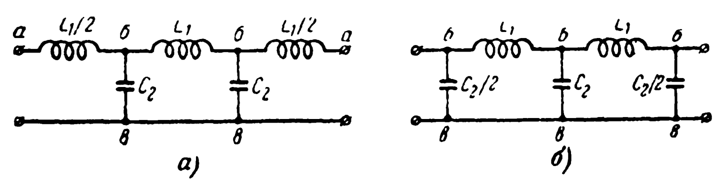


Рис. 29. Двухзвенный Т-образный фильтр нижних частот (*а*) и двухзвенный П-образной фильтр нижних частот (*б*).

схема П-образного фильтра. Аналогично можно составить П- и Т-образные схемы фильтров нижних частот из любого числа звеньев. Само собой понятно, что полная индуктивность и емкость, входящие в оба вида фильтров, при одном и том же числе звеньев должны оставаться одними и теми же.

Так как для любого вида фильтров нижних частот $X_1 = j\omega L_1$ и $X_2 = \frac{-j}{\omega C_2}$, то произведение $X_1 X_2 = \frac{L_1}{C_2}$, и номинальное характеристическое сопротивление их равно $\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$ и не зависит от частоты.

Расчет фильтра состоит в определении значений индуктивности L_1 и емкости C_2, обеспечивающих получение заданной частоты среза f_{c2}, в определении необходимого числа звеньев для получения нужного затухания, а также в определении характеристического сопротивления фильтра и согласовании его с нагрузочными сопротивлениями на входе и выходе фильтра.

Для фильтров нижних частот как Т-, так и П-образных значения емкостей и индуктивностей для получения среза на заданной частоте f_{c2} определяются формулами

$$L_1 = \frac{\rho}{\pi f_{c2}} = \frac{2\rho}{\omega_{c2}} \ [гн]; \quad (8)$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi f_{c2} \rho} = \frac{2}{\rho \omega_{c2}} \ [ф]; \quad (9)$$

$$\omega_{c2} = \frac{2}{\sqrt{L_1 C_2}} \ [гц], \quad (10)$$

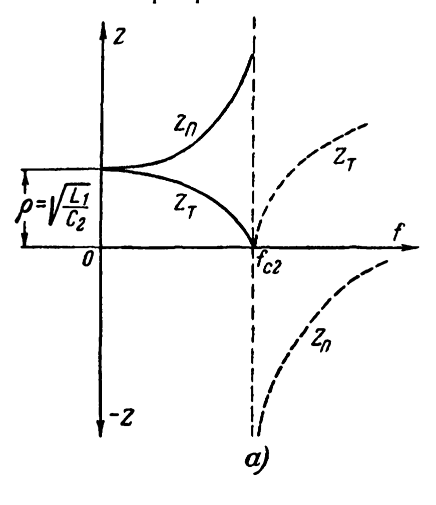
или

$$f_{c2} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_1 C_2}} = \frac{0{,}318}{\sqrt{L_1 C_2}} \ [гц]. \quad (11)$$

Обозначения L_1 и C_2 соответствуют обозначениям на рис. 25—29.

Характеристические сопротивления Т- и П-образных фильтров нижних частот неодинаковы и меняются с частотой, как это показано на рис. 30,*а*, и, как это можно заключить из того же рисунка, они пропорциональны номинальному характеристическому сопротивлению ρ. В полосе прозрачности характеристические сопротивления $Z_Т$ Т-образных и $Z_П$ П-образных фильтров имеют активный характер, а в полосе непрозрачности — реактивный, что со-

ответствует в первом случае поглощению и во втором случае — отражению воспринятой от источника энергии. Непостоянство характеристических сопротивлений фильтров в полосе прозрачности делает невозможным полное согласование их с нагрузочными сопротивлениями и тем самым ухудшает их работу. Только весьма приближенно можно считать, что это согласование имеет место приблизительно в пределах частот 0—0,5 f_{c2}. Но при расчетах исходят из условия полного согласования нагрузочных и характеристических сопротивлений фильтра и обычно выбирают номинальное характеристическое сопротивление фильтра равным нагрузочному сопротивлению, т. е.



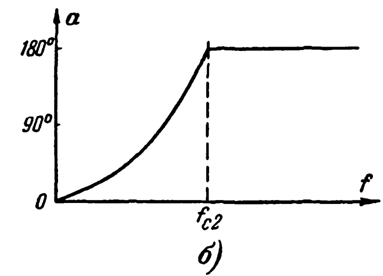


Рис. 30. Частотные зависимости.
а — характеристического сопротивления фильтра типа *k* нижних частот (сплошные линии — активные, штриховые линии—реактивные сопротивления); *б* — фазового сдвига.

$$R_н = Z_{т,п} \approx \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \rho.$$

При этом нужно помнить, что благодаря такому допущению мы имеем работу фильтра на согласованное нагрузочное сопротивление только в одной точке характеристики, при одной только определенной частоте полосы прозрачности, при остальных же частотах полосы прозрачности фильтр работает — со всеми вытекающими отсюда последствиями — на несогласованную нагрузку.

Выбрав за исходную величину нагрузочное сопротивление, с ним согласуют все остальные сопротивления схемы. Как производят это согласование сопротивлений, видно из приводимого ниже примера.

Что касается затухания в полосе непрозрачности, то оно

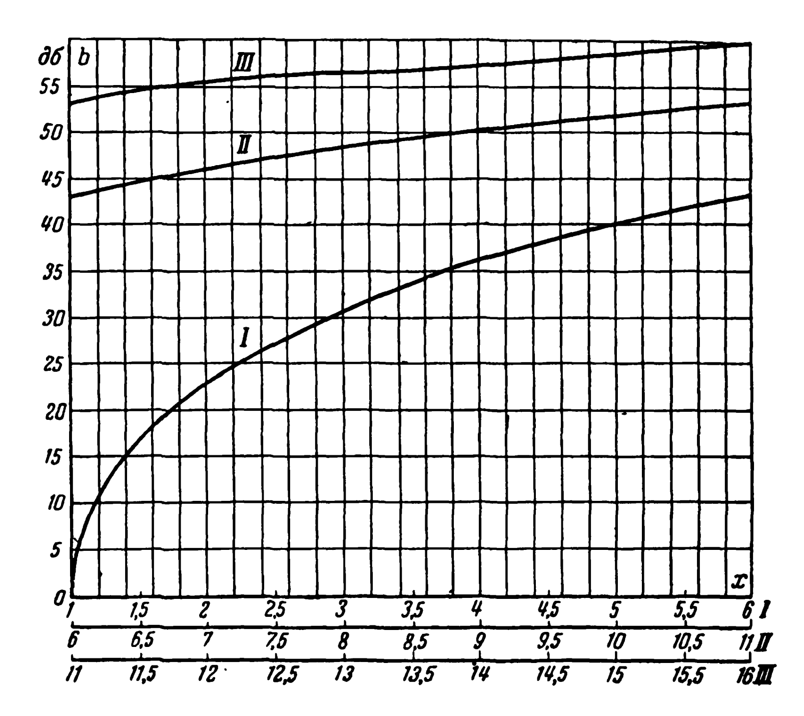


Рис. 31. График для расчета затухания в полосе непрозрачности звеньев фильтров типа k.

определяется из графика рис. 31 в зависимости от величины x, определяемой для разных классов фильтра типа k отдельно.

Пример расчета фильтра нижних частот. На сетку усилительной лампы $Л_1$ (рис. 32) поступает напряжение, содержащее радио и звуковые частоты. Необходимо разделить эти частоты после лампы $Л_1$ и подать на сетку лампы $Л_2$ напряжение для усиления только низкой частоты. Задана частота среза $f_{c2} = 20$ *кгц*. Внутреннее сопротивление R_i лампы равно 200 *ком*. Сопротивление связи R_1, которым заканчивается фильтр (нагрузочное сопротивление фильтра), равно 50 *ком*. Затухание b на частоте 25 *кгц* должно быть не менее 20 *дб*. Выбрать вид фильтра и рассчитать его элементы.

Допустим, что мы по каким-либо соображениям выбрали П-образный вид фильтра. Так как при отношении частот $\frac{f}{f_{c2}} = x = \frac{25}{20} = 1{,}25$ фильтр нижних частот типа k дает согласно кривым рис. 31 собственное затухание $b = 12$ *дб*, то мы должны взять два П-образных звена.

Поскольку нагрузочное сопротивление фильтра $R_1 = 50$ *ком*, то и нагрузочное сопротивление на входе фильтра также должно быть

50 *ком*, а так, как на входе фильтра включена лампа $Л_1$ с внутренним сопротивлением $R_i = 200$ *ком*, то, чтобы уменьшить это сопротивление до 50 *ком*, нужно параллельно лампе $Л_1$ включить сопро-

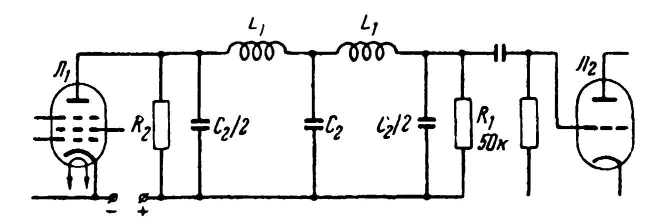


Рис. 32. Схема к примеру расчета фильтра нижних частот.

тивление R_2, величина которого найдется из закона параллельного включения сопротивлений, т. е.

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_2}$$

или

$$\frac{1}{50} = \frac{1}{200} + \frac{1}{R_2},$$

откуда

$$R_2 = \frac{200}{3} = 66{,}666 \text{ ком}.$$

Уравняв нагрузочные сопротивления на входе и выходе, принимаем номинальное характеристическое сопротивление равным нагрузочному: $\rho = R_1 = 50$ *ком*. После этого определяем по приведенным выше формулам (8) и (9) величины элементов L_1 и C_2:

$$L_1 = \frac{\rho}{\pi f_{c2}} = \frac{0{,}318 \cdot 50}{20} \approx 0{,}8 \text{ гн};$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi \rho f_{c2}} = \frac{0{,}318}{50 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 320 \text{ пф}.$$

Емкости входного и оконечного конденсаторов должны быть равны $\frac{1}{2} C_2$, т. е. 160 *пф* каждая.

Пользуясь графиком рис. 31, можно построить кривую частотной характеристики затухания фильтра.

Фильтры нижних частот применяют, например, в качестве устройств, заглушающих помехи от различных посторонних шумов электрического происхождения (промышленных помех). Одна из эффективных схем подобного рода приведена на рис. 33, и действие ее не требует пояснений.

Фильтры низких частот находят применение и в ламповых радиопередатчиках, где они не должны допускать в цепь антенны высших гармонических тока, вырабатываемого ламповым генератором. В силу еще некоторых дополнительных функций, выполняемых такими фильтрами («про-

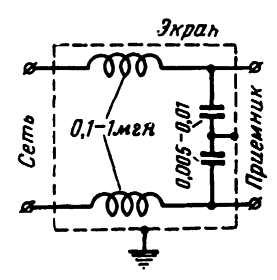


Рис. 33. Простейший фильтр промышленных помех.

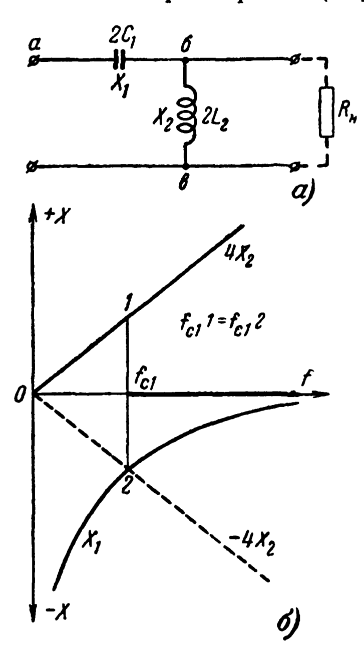


Рис. 34. Г-образный фильтр верхних частот (*а*) и график (*б*), поясняющий действие схемы рис. 34,*а*.

межуточными контурами»), их расчет несколько отличен от изложенного выше.

Применение фильтров нижних частот в выпрямителях мы рассмотрим в конце книги.

Фильтры, пропускающие верхние частоты. Рассмотрим схему рис. 34,*а*, где $X_1 = -j/\omega 2C_1$ и $X_2 = j\omega 2L_2$. Построив частотные зависимости сопротивлений X_1 и $4X_2$ и объединив их на одном графике, как это показано на рис. 34,*б*, найдем, что $X_1 = 0$ при бесконечно большой частоте и $X_1 = -4X_2$ при частоте f_{c1}. Следовательно, данная схема будет пропускать к нагрузочному сопротивлению $R_н$ токи с частотами, начиная с частоты f_{c1} и до бесконечно большой частоты, а токи с частотами ниже частоты f_{c1} к сопротивлению $R_н$ не пройдут, т. е. рассматриваемая схема соответствует фильтру верхних частот и является схемой простейшего Г-образного ф и л ь т р а в е р х н и х ч а с т о т. Проходящие в линии, в которую включен фильтр, токи верхних частот встречают во включенной в нее емкости $2C_1$ сравнительно меньшее сопро-

тивление, чем сопротивление, которое представляет для них включенная параллельно $R_н$ индуктивность $2L_2$. Следовательно, в эту цепь они будут ответвляться лишь в незначительной степени и в значительно большей степени пройдут через нагрузочное сопротивление $R_н$ фильтра. Что же касается нижних частот, то емкость $2C_1$, если она выбрана надлежащей величины, представляет для них большое сопротивление, и поэтому она их будет заглушать. Индуктивность же для нижних частот представляет небольшое сопротивление, и поэтому все же прошедшие через $2C_1$ токи низких частот будут ею шунтироваться. Это шунтирующее действие индуктивности $2L_2$ на токи верхних частот будет зависеть не только от величины ее сопротивления X_L для токов этих частот, но и от соотношения между величинами сопротивления X_L и сопротивления нагрузки $R_н$, включенного параллельно X_L. Чем меньше индуктивное сопротивление X_L индуктивности для данных частот, тем бо́льшая часть тока этих частот будет ответвляться в индуктивность и тем меньшая часть их будет поступать в нагрузочное сопротивление, тем больше будет фильтрующее действие устройства. Кроме того, по тем же соображениям, что и в фильтре нижних частот, входное сопротивление фильтра должно быть равно нагрузочному сопротивлению $R_н$. Поэтому и в случае фильтра верхних частот, как и в случае фильтра нижних частот, величины C_1 и L_2 фильтра должны быть согласованы с нагрузочным сопротивлением $R_н$ фильтра.

Частотная характеристика затухания фильтра верхних частот приведена на рис. 35, где часть фигуры, лежащая левее линии 2, соответствует полосе задерживаемых фильтром частот.

Как и в случае фильтров нижних частот, большее распространение получили симметричные схемы фильтров верхних частот Т- и П-образного типов. Если к Г-образному фильтру (рис. 34) подключить второй такой же фильтр так, чтобы совместить их аналогичные точки *в* и *б*, то получим Т-образную схему фильтра верхних частот (рис. 36,*а*), где индуктивность L_2 представляет сумму одинаковых по величине индуктивностей $2L_2$. Если же эти фильтры подключить друг к другу так, чтобы совместились их аналогичные точки *а*, то получим схему П-образного фильтра верхних частот (рис. 36,*б*), где C_1 представляет результирующую ем-

кость двух последовательно включенных одинаковых по величине емкостей $2C_1$. Полные значения индуктивности и емкости в Т- и П-образных фильтрах одни и те же. Работа П-образного фильтра верхних частот аналогична работе Т-образного фильтра этих же частот.

Рассмотренные схемы фильтров верхних частот не обеспечивают достаточной крутизны среза или достаточно резкого спада затухания перед частотой среза. Крутизна среза частотной характеристики затухания зависит не только от потерь, но и от числа звеньев фильтра. Чем больше число

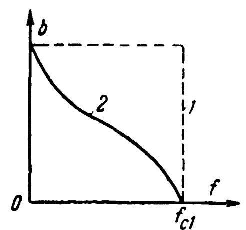


Рис. 35. Частотная характеристика затухания фильтра верхних частот.
1 — желаемая; *2* — реальная.

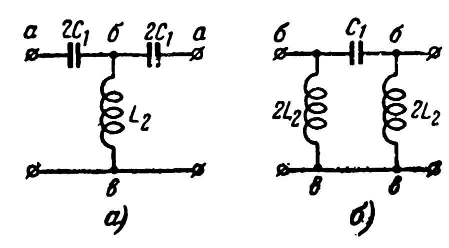


Рис. 36. Однозвенные Т-образный (*а*) и П-образный (*б*) фильтры верхних частот.

звеньев, тем эффективнее действие фильтра при прочих равных условиях. Обычно два звена удовлетворяют предъявляемым к фильтрам верхних частот требованиям. Двухзвенный фильтр можно получить, включив последовательно или два Т-образных, или два П-образных звена фильтров, конечно, если характеристические сопротивления их одинаковы. В первом случае внутренние емкости, включенные последовательно друг с другом, можно заменить одной результирующей емкостью C_1 и в результате получить практическую схему двухзвенного Т-образного фильтра верхних частот (рис. 37). Добавляя таким же образом третье звено, составляется трехзвенный фильтр и т. д., нужно только помнить, что конечные емкости Т-образного многозвенного фильтра верхних частот всегда в 2 раза больше его серединных емкостей. Во втором случае индуктивности внутри фильтра, включенные друг относительно друга параллельно, можно заменить одной результирующей индуктивностью L_2 и получить практическую схему двухзвенного П-образного фильтра верхних частот (рис. 38). Аналогичным образом можно составить П-образный фильтр верхних частот из любого числа звеньев, помня, что конечные индуктивности

многозвенного фильтра всегда в 2 раза больше его серединных индуктивностей. Но какой бы вид фильтров не был применен, сумма всех емкостей и индуктивностей, входящих в фильтр, при одном и том же числе звеньев остается одинаковой.

Так как для любого вида фильтров верхних частот $X_1 = -j/\omega C_1$ и $X_2 = j\omega L_2$, то произведение $X_1X_2 = \frac{L_2}{C_1}$ и номинальное характеристическое сопротивление их равно $\rho = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$.

Как и в случае фильтров нижних частот, расчет фильтров верхних частот заключается в определении частоты

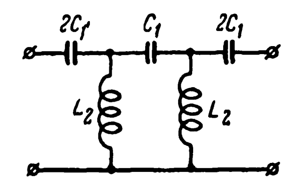


Рис. 37. Практическая схема двухзвенного Т-образного фильтра верхних частот.

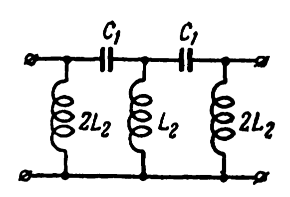


Рис. 38. Практическая схема двухзвенного П-образного фильтра верхних частот.

среза или граничной частоты f_{c1}, которая зависит от значений емкостей и индуктивностей, составляющих звено данного фильтра. Необходимые значения C_1 и L_2 как для Т-образных, так и П-образных фильтров для получения заданной частоты срезы f_{c1} определяются следующими формулами:

$$L_2 = \frac{\rho}{4\pi f_{c1}} = \frac{0{,}0796\rho}{f_{c1}} = \frac{\rho}{2\omega_{c1}} \text{ [гн]}; \quad (12)$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_{c1}\rho} = \frac{0{,}0796}{f_{c1}\rho} = \frac{1}{2\omega_{c1}\rho} \text{ [ф]}; \quad (13)$$

$$\omega_{c1} = \frac{1}{2\sqrt{L_2C_1}} \text{ [гц]}, \quad (14)$$

или

$$f_{c1} = \frac{0{,}0796}{\sqrt{L_2C_1}} \text{ [гц]}. \quad (14')$$

Характеристическое сопротивление фильтра верхних частот, как и в случае фильтра нижних частот, неодинаково

для Т- и П-образного фильтров и меняется с частотой, как это изображено на рис. 39,*а*. Это непостоянство характеристического сопротивления делает невозможным полное согласование его с нагрузочным сопротивлением. Только очень приближенно можно считать, что это согласование имеет место, приблизительно начиная с частоты $2f_{c1}$ и выше. Но при расчете фильтров верхних частот исходят из тех же допущений, что и при расчете фильтров нижних частот (см. стр. 60).

В качестве иллюстрации к сказанному рассчитаем фильтр, предназначенный для пропускания верхних и задержания нижних частот.

Пример. Между двумя лампами усилителя высокой частоты включен фильтр верхних частот (рис. 40). К лампе $Л_1$ подводятся колебания, содержащие и верхние и нижние частоты. Верхний предел нижних частот, подлежащих срезу, равен 20 *кгц*. Внутреннее сопротивление R_i лампы $Л_1$ равно 200 *ком*. Сопротивление связи в анодной цепи равно $R_1 = 50$ *ком* и включено на вход фильтра. Входное сопротивление лампы $Л_2$ предполагается бесконечно большим. Затухание на частоте 15 *кгц* должно быть не менее 20 *дб*. Выбрать вид фильтра и рассчитать его элементы.

Допустим, что выбран Т-образный фильтр. Так как при отношении частот $\frac{f_{c1}}{f} = x = \frac{20}{15} = 1{,}33$ фильтр верхних частот типа *k* дает затухание *b* согласно графику рис. 31 только 14 *дб*, то мы должны взять два Т-образных звена.

Так как сопротивления R_1 и R_i включены параллельно друг другу, то результирующее их сопротивление R_0, являющееся в то же время нагрузочным сопротивлением на входе фильтра, определяется из соотношения

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_i} = \frac{1}{50} + \frac{1}{200} = \frac{1}{40},$$

откуда

$$R_0 = 40 \text{ ком}.$$

Следовательно, для обеспечения работы при согласованных нагрузочных сопротивлениях сопротивление нагрузки (в данном случае $R_н = R_с$) фильтра также должно быть равным приблизительно R_0. Принимая $R_н \approx \rho = 40$ *ком*, на основании формул расчета фильтров верхних частот находим:

$$L_2 = \frac{\rho}{4\pi f_{c1}} = \frac{0{,}0796 \cdot 40 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3} \approx 0{,}16 \text{ гн};$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_{c1}\rho} = \frac{0{,}0796}{20 \cdot 40 \cdot 10^3} = 100 \text{ пф};$$

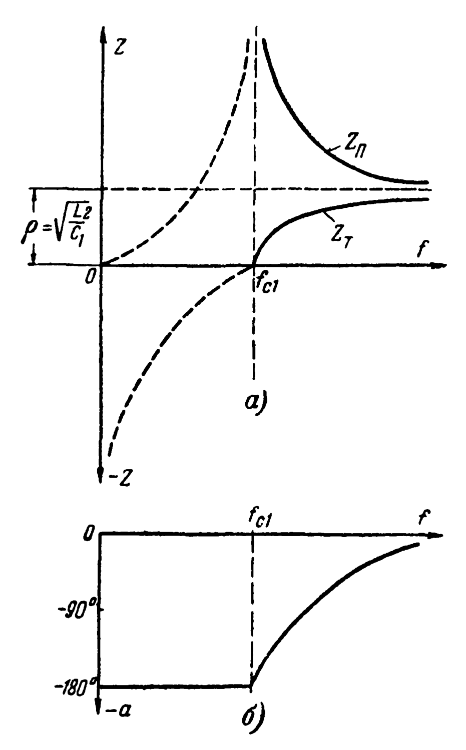


Рис. 39. Частотные зависимости.

а — характеристического сопротивления фильтра типа *k* верхних частот (сплошные линии — активные, штриховые линии — реактивные сопротивления); *б* — фазового сдвига.

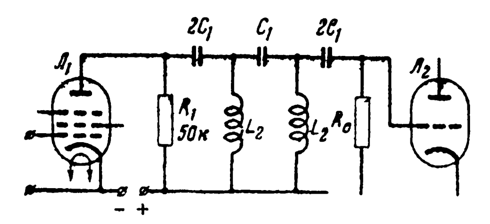


Рис. 40. Схема к примеру расчета фильтра верхних частот.

$$f_{c1} = \frac{0{,}0796}{\sqrt{L_2C_1}} = \frac{0{,}0796}{\sqrt{0{,}16\cdot 100\cdot 10^{-12}}} = 20 \text{ кгц};$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{0{,}16}{100\cdot 10^{-12}}} = 40 \text{ ком}.$$

Фильтр состоит из двух Т-образных звеньев, следовательно, его внешние конденсаторы должны обладать емкостью каждый по $2\cdot 100$ *пф* $= 200$ *пф*.

Как на одно из применений фильтров верхних частот можно указать, например, на применение их в низкочастотных усилителях и электродинамических громкоговорителях радиоприемников для подавления фона в 50 или 100 *гц* и

Рис. 41. Г-образное звено полосного фильтра типа *k* (*а*) и график (*б*), поясняющий действие схемы рис. 41,*а*

в то же время для обеспечения прохождения через них всех более высоких частот.

Фильтры, пропускающие полосу частот. Рассмотрим схему на рис. 41,*а*, где

$$X_1 = j(\omega L_1 - 1/\omega C_1)$$

и

$$X_2 = \frac{j\omega}{C_2(\omega_{p2}^2 - \omega^2)},$$

где

$$\omega_{p2} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}}.$$

Построив частотные зависимости сопротивлений X_1 и $4X_2$ и объединив их на одном графике, как это показано на рис. 41,*б*, найдем, что $X_1 = 0$ при частоте f_p и $X_1 = -4X_2$ при двух частотах, лежащих по обе стороны от f_p: при частоте f_{c1} и при частоте f_{c2}. Следовательно, дан-

ная схема будет пропускать к нагрузочному сопротивлению $R_н$ токи с частотами, лежащими в интервале от f_{c1} до f_{c2}, а токи с частотами, лежащими вне этого интервала, к сопротивлению $R_н$ не пройдут, т. е. рассматриваемая схема соответствует фильтру, пропускающему полосу частот $f_{c2} - f_{c1}$.

Физически работу такого **полосного фильтра** можно объяснить следующим образом. Пусть имеются два фильтра: один фильтр нижних частот с частотой среза

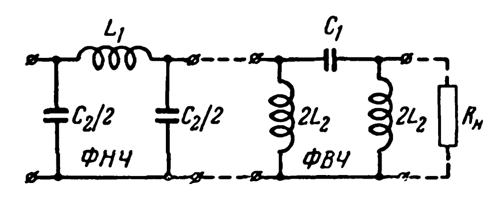


Рис. 42. Последовательное включение П-образных фильтров нижних и верхних частот (характеристические сопротивления фильтров одинаковы).

$f_{c2} = 1\,000$ *гц*, другой фильтр—фильтр верхних частот с частотой среза $f_{c1} = 500$ *гц*. Пусть оба фильтра обладают одинаковыми характеристическими сопротивлениями. Включим эти два фильтра последовательно друг с другом, как это показано на рис. 42, и подключим на выходе нагрузочное сопротивление $R_н$, равное характеристическому сопротивлению фильтров. На основании того, что нам известно уже о работе фильтров верхних и нижних частот, нетрудно сообразить, что составленная нами комбинация фильтров: 1) не пропустит к нагрузочному сопротивлению частоты ниже 500 *гц* — их не пропустит фильтр верхних частот, и

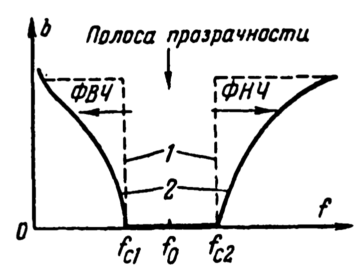


Рис. 43. Частотные характеристики затухания полосного фильтра.

1 — желаемая; *2* — реальная.

2) не пропустит к нагрузочному сопротивлению частоты выше 1 000 *гц* — их не пропустит фильтр нижних частот. Другими словами, все частоты, поступающие в нагрузочное сопротивление, будут заключены между 500 и 1 000 *гц*

(рис. 43). Поэтому такая комбинация фильтров и носит название полосного фильтра, так как она пропускает к выходу только узкую полоску некоторых заранее намеченных частот, обладает определенной **полосой прозрачности**. Изображенная на рис. 42 схема полосного фильтра состоит из двух звеньев П-образных фильтров верхних и нижних частот. Аналогичным образом можно получить полосный фильтр, соединив последовательно два звена фильтров верхних и нижних частот Т-образного вида.

Обычно входящие в схемы элементы фильтров комбинируют так, чтобы получить симметричные полосные

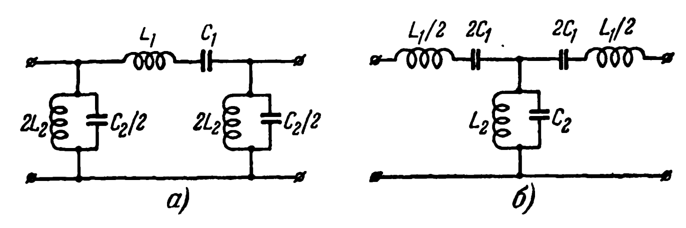


Рис. 44. Схемы однозвенных П-образного (*а*) и Т-образного (*б*) полосных фильтров.

фильтры. Практически применяемые схемы полосных фильтров изображены на рис. 44,*а*—однозвенный П-образный полосный фильтр и на рис. 44,*б* — однозвенный Т-образный полосный фильтр. Работа таким образом составленных полосных фильтров станет понятной, если вспомнить, как ведут себя в цепи переменного тока последовательно и параллельно включенные друг относительно друга емкости и индуктивности. Обращаясь, например, к схеме рис. 44,*а*, мы видим, что элементы L_1 и C_1 фильтра включены последовательно друг с другом, следовательно, такой контур можно настроить на резонанс напряжений и тогда для резонансной и близких к ней частот он будет представлять очень малое сопротивление, а для частот, лежащих по ту и другую сторону от резонанса, он представляет уже значительное сопротивление, т. е. такой контур будет пропускать почти без ослабления определенную полосу частот. Контур же, включенный между проводами линии и состоящий из включенных параллельно друг другу элементов $2L_2$ и $C_2/2$, если его настроить на ту же резонансную частоту, что и контур L_1C_1, будет представлять для этой частоты и близких к ней очень большое сопротивле-

ние, и в этот контур эти частоты проходить не будут. Частоты же, лежащие по ту и другую сторону от резонансной частоты контуров, если и пройдут частично через контур L_1C_1, то замкнутся через контур $2L_2 - C_2/2$, который для них представляет малое сопротивление. Такое объединение фильтрующих свойств отдельных колебательных контуров

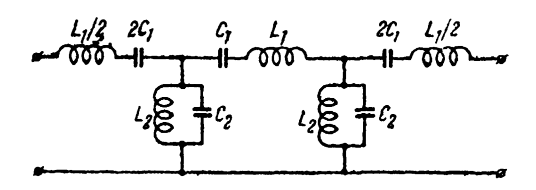


Рис. 45. Двухзвенный Т-образный полосный фильтр.

в одну схему дает более резко выраженное фильтрующее действие.

Как и в случае фильтров верхних и нижних частот, фильтрующее действие полосных фильтров можно улучшить, если собрать схему многозвенного фильтра, закон составления которого тот же, что и в случае фильтров верхних и нижних частот, т. е. отдельные звенья должны обладать в точках соединения одинаковыми характеристическими сопротивлениями.

В качестве примера на рис. 45 приведена схема двухзвенного Т-образного полосного фильтра. Аналогичным образом может быть составлена и схема двухзвенного П-образного полосного фильтра.

Можно показать, что номинальное характеристическое сопротивление полосного фильтра при равенстве резонансных частот контуров последовательного и параллельного плеч фильтра $(\omega_{p1} = \omega_{p2})$ равно

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}.$$

Придерживаясь обозначений элементов на приведенных выше схемах полосных фильтров, расчетные формулы полосных фильтров можно представить в следующем виде:

$$L_1 = \frac{\rho}{\pi (f_{c2} - f_{c1})} = \frac{0{,}318\rho}{f_{c2} - f_{c1}}\ [гн]; \qquad (15)$$

$$C_1 = \frac{f_{c2} - f_{c1}}{4\pi\rho f_{c1} f_{c2}} = \frac{0{,}0796\,(f_{c2} - f_{c1})}{\rho f_{c1} f_{c2}} \quad [\text{ф}]; \tag{16}$$

$$L_2 = \frac{(f_{c2} - f_{c1})\,\rho}{4\pi f_{c1} f_{c2}} = \frac{0{,}0796\,(f_{c2} - f_{c1})\,\rho}{f_{c1} f_{c2}} \quad [\text{гн}]; \tag{17}$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi\,(f_{c2} - f_{c1})\,\rho} = \frac{0{,}318}{(f_{c2} - f_{c1})\,\rho} \quad [\text{ф}]. \tag{18}$$

Резонансные частоты контуров, составляющих звено, равны среднему геометрическому частот среза фильтра, т. е.

$$f = \sqrt{f_{c1} f_{c2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad [\text{гц}]. \tag{19}$$

Эта резонансная частота f_p полосы пропускания лежит не на середине ее, а ближе к нижней частоте среза, и этот сдвиг ее тем больше, чем шире полоса пропускания.

Что касается характеристического сопротивления полосного фильтра, то, поскольку он представляет каскадное соединение фильтров нижних и верхних частот, и характеристическое сопротивление его будет определяться характеристическими сопротивлениями составляющих его фильтров (рис. 46,*а*). От частоты среза f_{c1} по мере углубления в полосу прозрачности характеристическое сопротивление полосного фильтра будет изменяться так же, как у фильтра верхних частот, и при частоте f_p оно станет равным номинальному характеристическому сопротивлению $\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$, а начиная с частоты f_p по мере движения к частоте среза f_{c2}, характеристическое сопротивление полосного фильтра будет изменяться так же, как характеристическое сопротивление фильтра нижних частот. При сближении частот среза f_{c1} и f_{c2} кривые характеристических сопротивлений верхних и нижних частот сближаются и в пределе будут иметь вид: у Т-образного плеча — кривой резонанса напряжений, у П-образного плеча — вид кривой резонанса токов. Конечно, в полосе прозрачности характеристическое сопротивление полосного фильтра будет активным и будет в этой полосе также непостоянно, как и сопротивления фильтров, его составляющих. Это непостоянство характеристического сопротивления делает невозможным полное

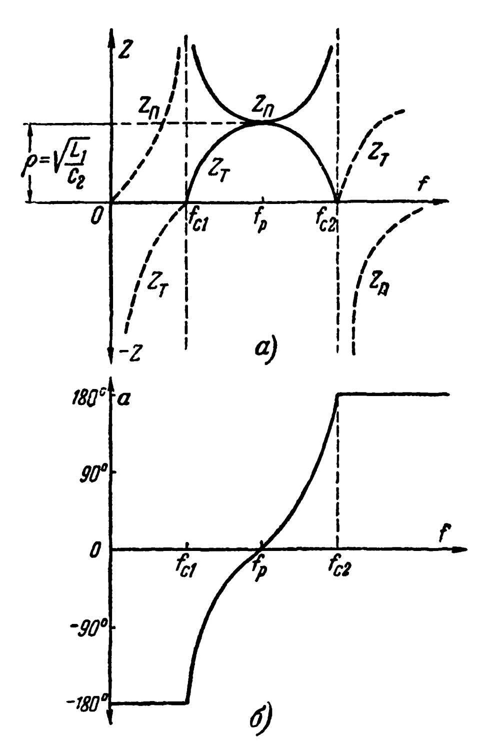


Рис. 46. Частотные зависимости.

а — характеристического сопротивления полосного фильтра типа *k* (сплошные линии—активные, штриховые линии—реактивные сопротивления); *б* — фазового сдвига.

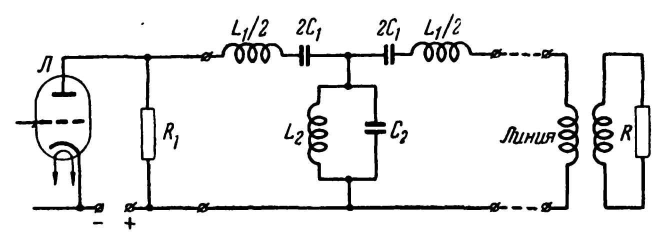


Рис. 47. Схема к примеру расчета полосного фильтра.

согласование его с нагрузочным сопротивлением. Поэтому при расчете полосных фильтров исходят из тех же допущений, которые были сделаны при расчете фильтров нижних и верхних частот.

Если фильтр работает на линию, то сопротивление $R_н$ приравнивается сопротивлению линии на частоте $f_р$, т. е. резонансной частоте контуров, образующих звенья фильтра.

Покажем на примере, как пользоваться вышеприведенными формулами.

Пример. Определить элементы полосного фильтра, включенного в двухпроводную линию с характеристическим сопротвлением $Z_0 = 1\,000$ *ом*, нагруженную сопротивлением $R = 100$ *ком* (рис. 47). Фильтр должен пропускать полосу частот от $f_{c1} = 1\,000$ *гц* до $f_{c2} = 2\,000$ *гц*. Определить затухание фильтра на частотах 500 *гц* и 2 500 *гц*. Внутреннее сопротивление лампы $R_i = 50$ *ком*.

За исходную величину принимаем Z_0 линии. Для согласования сопротивления R с Z_0 нужно использовать трансформатор с коэффициентом трансформации $n = \sqrt{\frac{R}{Z_0}} = \sqrt{\frac{100}{1}} = 10$. Тогда $R_н = \frac{R}{n^2} = \frac{100 \cdot 10^3}{100} = 1\,000$ *ом*. Для согласования R_i с Z_0 нужно параллельно лампе включить сопротивление R_1, величина которого определится из соотношения

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{Z_0} - \frac{1}{R_i} = \frac{1}{1 \cdot 10^3} - \frac{1}{50 \cdot 10^3},$$

откуда $R_1 = 1\,020$ *ом*.

Номинальное характеристическое сопротивление фильтра принимаем равным $\rho = Z_0 = R_н = 1\,000$ *ом*.

Определяем элементы фильтра

$$L_1 = \frac{0{,}318\,\rho}{f_{c2} - f_{c1}} = \frac{0{,}318 \cdot 1\,000}{2\,000 - 1\,000} = 0{,}318 \text{ гн};$$

$$C_1 = \frac{0{,}0796\,(f_{c2} - f_{c1})}{f_{c1} f_{c2} \rho} = \frac{0{,}0796 \cdot 1\,000}{1\,000 \cdot 2\,000 \cdot 1\,000} = 0{,}0398 \text{ мкф};$$

$$L_2 = \frac{0{,}0796\,(f_{c2} - f_{c1})\,\rho}{f_{c1}\, f_{c2}} = \frac{0{,}0796 \cdot 1\,000 \cdot 1\,000}{1\,000 \cdot 2\,000} = 0{,}0398 \text{ гн};$$

$$C_2 = \frac{0{,}318}{(f_{c2} - f_{c1})\,\rho} = \frac{0{,}318}{1\,000 \cdot 1\,000} = 0{,}318 \text{ мкф}.$$

Выберем Т-образный вид фильтра. Его последовательное плечо будет состоять из двух индуктивностей по 0,159 *гн* каждая и двух емкостей по 0,0796 *мкф* каждая; параллельное плечо будет состоять из индуктивности 0,0398 *гн* и емкости 0, 318 *мкф*.

Резонансная частота контуров равна:

$$f_{\text{р}}=\sqrt{f_{\text{c}1}f_{\text{c}2}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}=1{,}41\cdot 10^3\ \textit{гц}.$$

Для определения затухания в полосных фильтрах нужно определить коэффициенты $x_{1,2}=\left|\frac{f^2-f_{\text{р}}^2}{(f_{\text{c}2}-f_{\text{c}1})f_{\text{р}}}\right|$, которые в нашем случае равны:

$$x_1=\left|\frac{500^2-1\,410^2}{(2\,000-1\,000)\,1\,410}\right|=1{,}24 \text{ и } x_2=\frac{2\,500^2-1\,410^2}{(2\,000-1\,000)\,1\,410}=3.$$

По графику рис. 31 определяем затухание: при частоте $f_1=500$ *гц* $b=12$ *дб*, при частоте $f_2=2\,500$ *гц* $b=31$ *дб*.

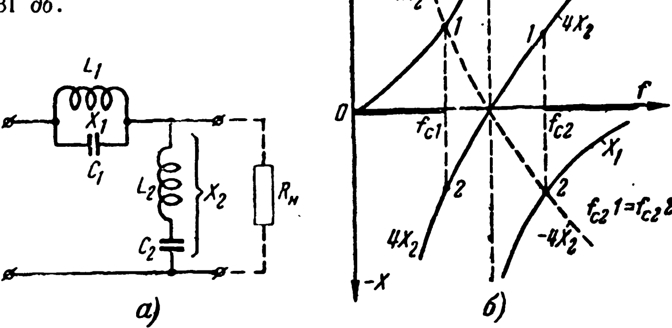


Рис. 48. Г-образный заграждающий фильтр (*а*), включенный на нагрузочное сопротивление $R_{\text{н}}$, и график (*б*), поясняющий действие схемы рис. 48,*а*.

Фильтры, задерживающие полосу частот. Рассмотрим схему на рис. 48,*а*, где

$$X_1=\frac{j\omega}{C_1(\omega_{\text{р}1}^2-\omega^2)}$$

и

$$X_2=j\left(\omega L_2-\frac{1}{\omega C_2}\right)=-\frac{jL_2}{\omega}(\omega_{\text{р}2}^2-\omega^2).$$

Построив частотные зависимости сопротивления X_1 и $4X_2$ и объединив их на одном графике, как это показано на рис. 48,*б*, найдем, что $X_1=0$ при нулевой частоте и $X_1=-4X_2$ при двух частотах, лежащих по обе стороны от частоты, соответствующей точке $f_{\text{р}}$ при частоте $f_{\text{c}1}$ и при

частоте f_{c2}. Следовательно, данная схема будет пропускать к нагрузочному сопротивлению токи с частотами, лежащими в интервале от нулевой частоты до частоты f_{c1}, и с частотами от f_{c2} и выше, а токи с частотами,

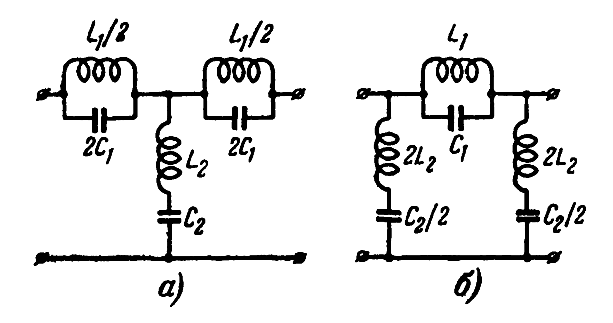


Рис. 49. Т-образный (*а*) и П-образный (*б*) однозвенные заграждающие фильтры.

лежащими в интервале от f_{c1} до f_{c2}, к сопротивлению $R_н$ не пройдут. Рассматриваемая схема соответствует заграждающему, запирающему определенную полосу частот фильтру и является простейшим Г-образным заграждающим фильтром.

Заграждающие фильтры по своему назначению противоположны полосным фильтрам и потому их можно получить из полосных, поменяв в них местами контуры, т. е. запирающий данную полосу частот контур (параллельный) нужно включить в линию последовательно, а последовательный контур, пропускающий эту же полосу частот, нужно включить между проводами. Это настолько ясно, что дальнейших пояснений не требует, и мы без труда сможем начертить схему заграждающего фильтра. На практике больше применяют симметричные заграждающие фильтры как Т-образного, так и П-образного видов, которые легко получаются из приведенного Г-образного фильтра и которые изображены на рис. 49,*а* и *б* соответственно. Частотная характеристика затухания заграждающего фильтра типа k показана на рис. 50.

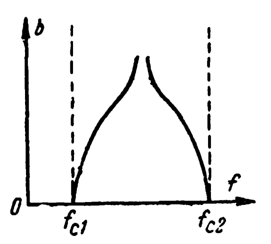


Рис. 50. Частотная характеристика затухания заграждающего фильтра.

Заграждающие фильтры могут быть и многозвенными, отдельные звенья которых должны обладать одинаковыми характеристическими сопротивлениями.

Номинальное характеристическое сопротивление заграждающего фильтра, очевидно, равно таковому полосового фильтра, т. е.

$$\rho=\sqrt{\frac{L_1}{C_2}}=\sqrt{\frac{L_2}{C_1}}.$$

Расчетные формулы для заграждающих фильтров, приведенных на рис. 49, имеют следующий вид:

$$L_1=\frac{(f_{c2}-f_{c1})\rho}{\pi f_{c1}f_{c2}}=\frac{0{,}318\,(f_{c2}-f_{c1})\,\rho}{f_{c1}\,f_{c2}}\ [гн]; \qquad (20)$$

$$C_1=\frac{1}{4\pi\,(f_{c2}-f_{c1})\rho}=\frac{0{,}0796}{(f_{c2}-f_{c1})\rho}\ [ф]; \qquad (21)$$

$$L_2=\frac{\rho}{4\pi\,(f_{c2}-f_{c1})}=\frac{0{,}0796\,\rho}{(f_{c2}-f_{c1})}\ [гн]; \qquad (22)$$

$$C_2=\frac{(f_{c2}-f_{c1})}{\pi f_{c1}\,f_{c2}\rho}=\frac{0{,}318\,(f_{c2}-f_{c1})}{f_{c1}\,f_{c2}\rho}\ [ф]. \qquad (23)$$

Резонансная частота $f_р$ контуров, образующих звено фильтра, равна:

$$f_р=\sqrt{f_{c1}f_{c2}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}\ [гц]. \qquad (24)$$

Что касается характеристического сопротивления заграждающего фильтра, то изменение его в зависимости от частоты изображено на рис. 51,*а*. В полосах пропускания оно имеет активный характер, в полосе непропускания — реактивный характер, т. е. на этой полосе частот фильтр возвращает энергию обратно ее источнику. Как видно из рис. 51,*а*, характеристическое сопротивление заграждающего фильтра непостоянно, поэтому полное согласование его с нагрузочным сопротивлением недостижимо. При расчетах заграждающих фильтров руководствуются теми же соображениями, что и при расчетах выше разобранных фильтров.

Пример. Определить элементы заграждающего фильтра, который должен задерживать полосу частот в интервале $f_{c1}=500$ *гц* и $f_{c2}=2\,500$ *гц*. Нагрузочное сопротивление фильтра $R_н=2\,000$ *ом*. Определить затухание фильтра на частотах 600 и 2 000 *гц*. Принимаем $\rho=R_н=2\,000$ *ом*.

Индуктивность L_1 звена фильтра [формула (20)]

$$L_1 = \frac{0{,}318\,(2\,500-500)\,2\,000}{2\,500\cdot 500} \approx 1 \text{ гн.}$$

Емкость C_1 звена фильтра [формула (21)]

$$C_1 = \frac{0{,}0796}{(2\,500-500)\,2\,000} = 0{,}02 \text{ мкф.}$$

Индуктивность L_2 звена фильтра [формула (22)]

$$L_2 = \frac{0{,}0796\cdot 2\,000}{2\,500-500} \approx 0{,}08 \text{ гн.}$$

Емкость C_2 звена фильтра [формула (21)]

$$C_2 = \frac{0{,}318\,(2\,500-500)}{2\,500\cdot 500\cdot 2\,000} = 0{,}25 \text{ мкф.}$$

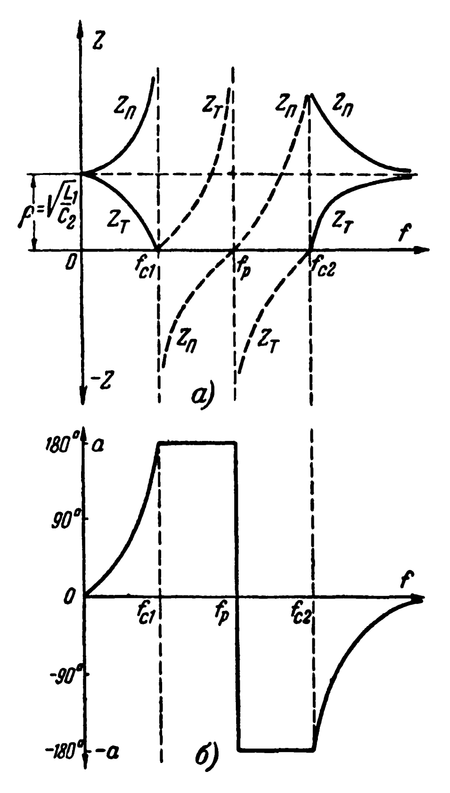


Рис. 51. Частотные зависимости.

а — характеристического сопротивления заграждающего фильтра типа *k* (сплошные линии — активные, штриховые линии — реактивные сопротивления); *б* — фазового сдвига.

При П-образной схеме фильтра (рис. 49,*б*) его элементами должны быть: одна катушка индуктивности $L_1 = 1$ *гн* и один конденсатор C_1 емкостью 0,02 *мкф* в последовательной ветви, две индуктивности L_2 по 0,08 *гн* и один конденсатор $C_2/2$ емкостью 0,125 *мкф* в каждой параллельной ветви.

Резонансная частота $f_р$ контуров фильтра равна:

$$f_р = \sqrt{f_{c1}\,f_{c2}} = \sqrt{500 \cdot 2\,500} = 1\,120 \text{ гц.}$$

Для определения затухания в заграждающих фильтрах нужно определить коэффициенты $x_{1,2} = \left|\frac{(f_{c2} - f_{c1})\,f}{f^2 - f_р^2}\right|$, которые в нашем случае равны:

$$x_1 = \left|\frac{(2\,500 - 500)\,600}{600^2 - 1\,120^2}\right| = 1{,}35 \text{ и } x_2 = \frac{(2\,500 - 500)\,2\,000}{2\,000^2 - 1\,120^2} = 1{,}46.$$

По графику рис. 31 определяем затухание b: при частоте $f_1 = 600$ *гц* $b = 14$ *дб*, при частоте $f_2 = 2\,000$ *гц* $b = 16$ *дб*.

Рассмотренные нами фильтры типа *k*, несмотря на свои очевидные достоинства (простоту схем и непрерывное возрастание собственного затухания по мере удаления от частоты среза в полосу непропускания) обладают существенными недостатками. Первый из них — небольшая крутизна частотной характеристики затухания, плохой коэффициент прямоугольности $К_п$.

Правда, в случае необходимости коэффициент прямоугольности фильтрующей установки можно улучшить, взяв двухзвенный фильтр, но, помимо увеличения стоимости установки, это повлечет увеличение потерь в ней, что отразится на качестве работы фильтра и о чем речь будет впереди. Вторым и неустранимым недостатком фильтров типа *k* является непостоянство в полосе прозрачности их характеристического сопротивления, что влечет за собой несогласованность фильтра с нагрузочным сопротивлением, в результате чего искажается частотная характеристика затухания. Эти недостатки фильтров типа *k* приводят к необходимости искать другие более совершенные типы фильтров.

ФИЛЬТРЫ ТИПА *m*

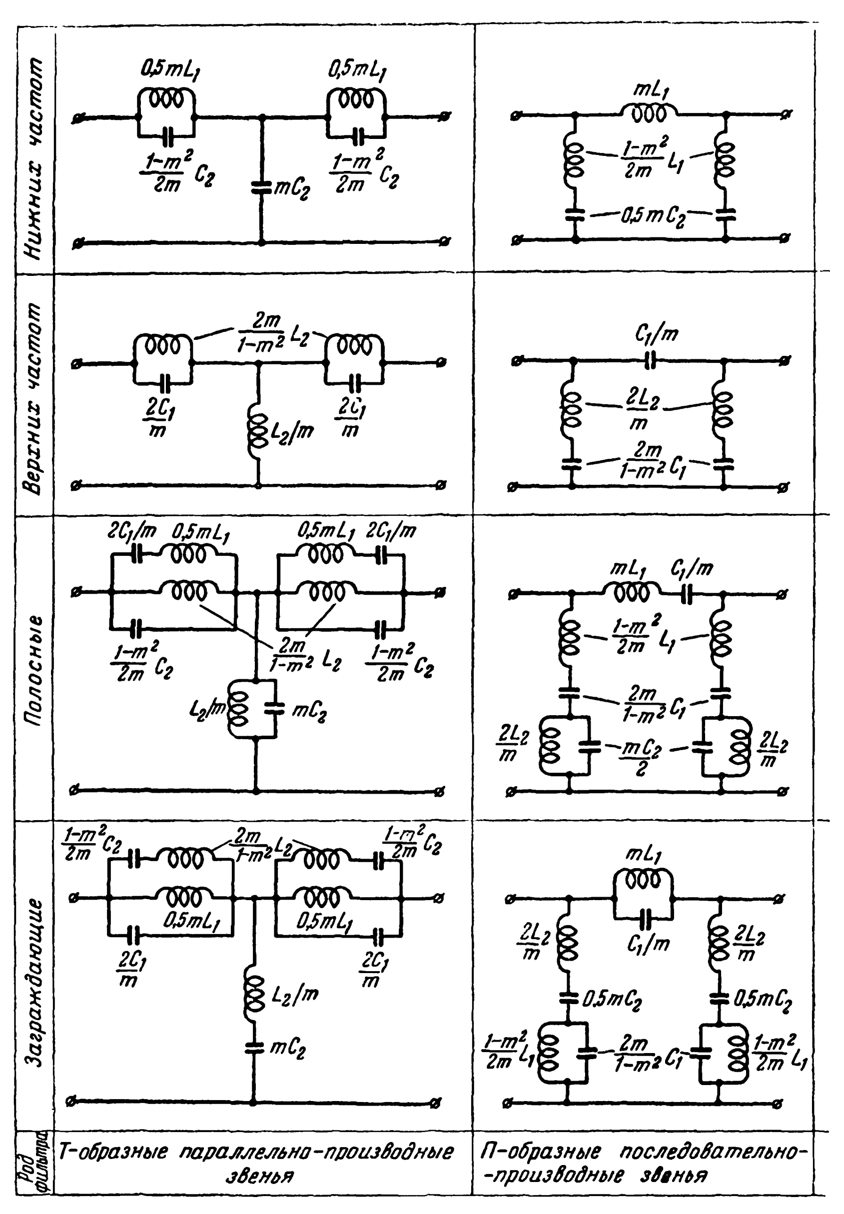
Фильтры типа *m* получаются из фильтров типа *k*, они являются, так сказать, его производными. Принцип составления фильтров типа *m* легко понять из следующих примеров. Если, например в Т-образном фильтре нижних частот

типа k часть общей индуктивности последовательного плеча перенести в параллельное плечо фильтра и включить его последовательно с емкостью (последовательно-производный вид звена фильтра типа m), то по мере приближения к резонансной частоте этого последовательного соединения (контура) шунтирующее действие этого плеча будет возрастать, что вызовет увеличение крутизны частотной характеристики затухания. При резонансной частоте параллельного плеча его сопротивление станет равным нулю (резонанс напряжений), фильтр закоротится и его затухание будет бесконечно велико. Резонансную частоту, при которой затухание становится бесконечно большим (практически максимально большим), называют частотой бесконечного затухания и обозначают f_∞. Выше частоты f_∞ затухание фильтра резко уменьшается, так как уменьшается шунтирующее действие плеча, его сопротивление возрастает. Если, наоборот, перенести часть общей емкости из параллельного плеча в последовательное, предварительно разбив переносимую часть емкости на две равные части, включить эти части параллельно индуктивностям фильтра (параллельно-производный вид звена фильтра типа m), то по мере приближения к резонансной частоте этих параллельных соединений (контуров) сопротивление будет возрастать и при резонансной частоте станет бесконечно большим (в идеальном фильтре). Следовательно, бесконечно большим станет и затухание фильтра.

Аналогичным небольшим изменением схем других видов фильтров типа k можно улучшить их характеристики затухания. Кроме того частотная зависимость характеристического сопротивления некоторых видов фильтров типа m может быть значительно постояннее, чем у фильтров типа k, а следовательно может быть обеспечено значительно лучшее согласование их с нагрузочными сопротивлениями, чем фильтров типа k.

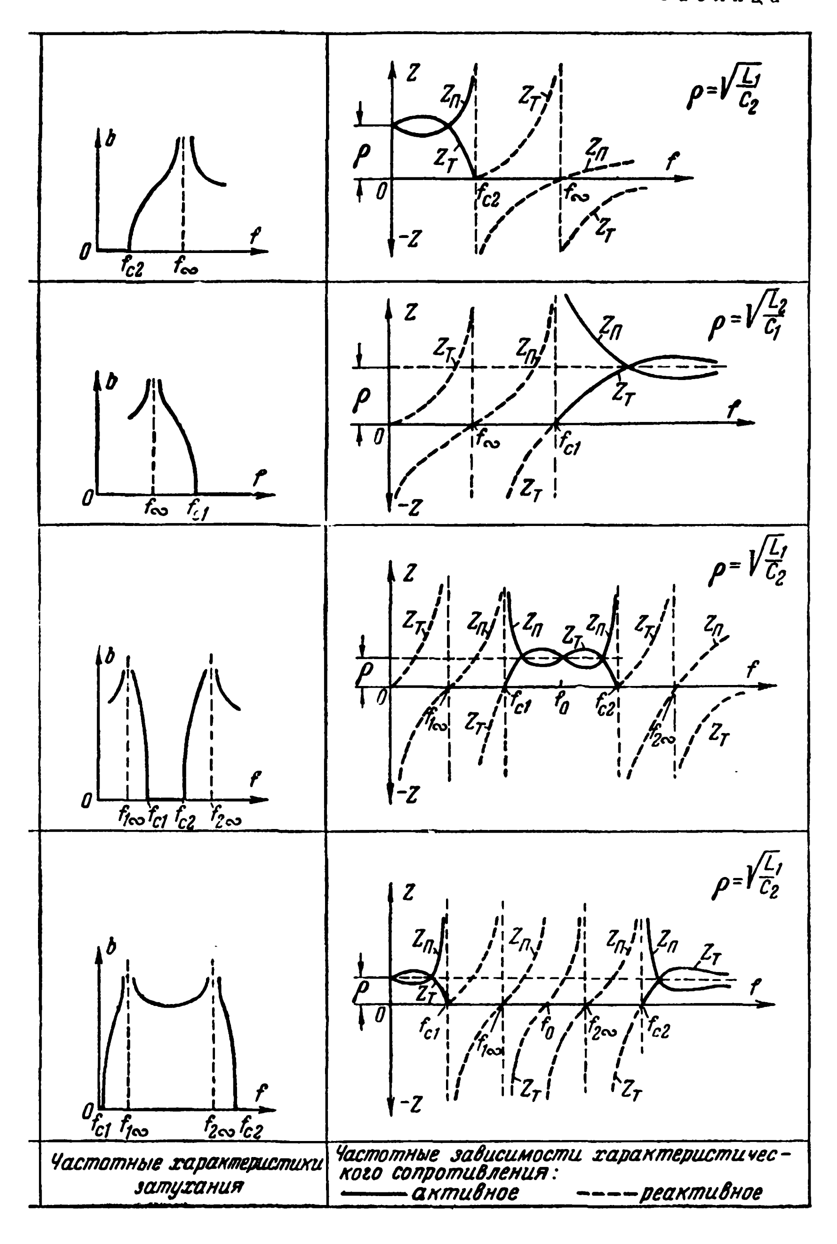
Так как величины элементов, а следовательно и электрические характеристики рассматриваемых фильтров зависят от расчетного параметра m, показывающего, какая часть емкости или индуктивности последовательного или параллельного плеч звена фильтра k остается неперенесенной из одного плеча звена в другое, то они и получили название фильтров типа m. Величина m может меняться от 0 до 1; $m = 1$ соответствует фильтрам типа k.

Отметим, что призведение общей индуктивности и емкости фильтров типов k и m остается одним и тем же, следо-



Примечание. Обозначения L_1, L_2, C_1 и C_2 соответствуют обозначениям в схемах фильтров типа k.

Таблица 1


b
f
0
f_{c2}
f_∞
Z
-Z
$Z_П$
Z_T
ρ
$\rho=\sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$
f_{c1}
$\rho=\sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$
$f_{1\infty}$
$f_{2\infty}$
f_0
Частотные характеристики затухания
Частотные зависимости характеристического сопротивления:
активное
реактивное

вательно, резонансные частоты и полоса прозрачности у фильтров обоих типов будут одинаковы.

Фильтры типа m можно разбить в зависимости от их свойств на две группы: 1) Т-образные параллельно-производные и П-образные последовательно-производные (табл. 1) и 2) Т-образные последовательно-производные и П-образные параллельно-производные (табл. 2). У обеих групп фильтров типа m затухание звеньев и полузвеньев при условии одинаковой полосы пропускания одинаково по характеру (у полузвеньев оно в 2 раза меньше, чем у

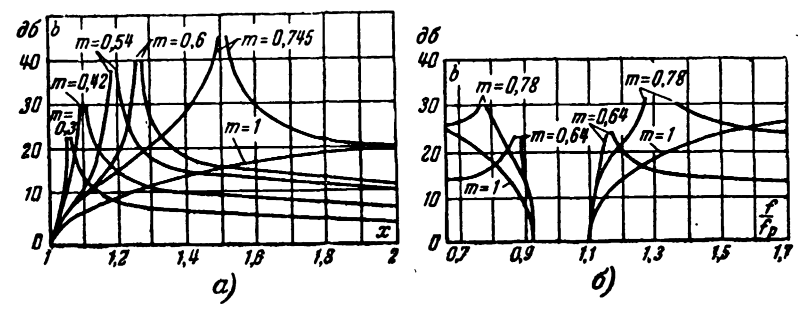


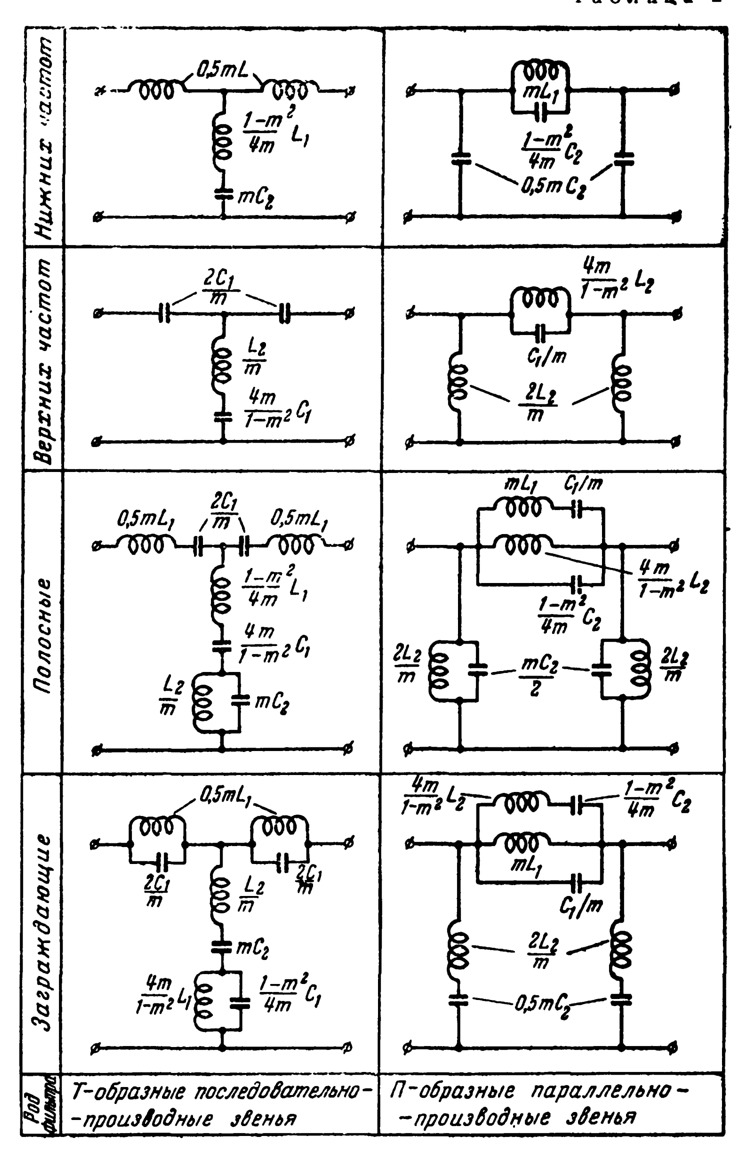
Рис. 52. Частотные зависимости затухания фильтров типа m.

а — верхних и нижних частот; *б* — полосных фильтров $\left(\text{при } \frac{f_{c2}}{f_{c1}} = 1{,}2\right)$.

звеньев). Эта частотная характеристика затухания фильтров типа m зависит от величины m. Чем меньше величина m, тем больше крутизна характеристики затухания, но при этом получается большее уменьшение, больший спад затухания после частоты бесконечного затухания. Частота бесконечного затухания при этом сдвигается влево по оси $x = \frac{f}{f_{c2}} \left(\frac{f_{c1}}{f}\right)$ в случае фильтров нижних и верхних частот и зависит от отношений $\frac{f}{f_p}$, $\frac{f_{c2}}{f_{c1}}$ в случае полосных фильтров (рис. 52).

Фазовые характеристики фильтров m отличаются от таковых характеристик фильтров типа k и изменяются различно в зависимости от величины m. Крутизна их для частот, расположенных дальше от частоты среза (у фильтров нижних и верхних частот и для частот, расположенных ближе к середине полосы пропускания—у полосных фильтров),

Таблица 2



Примечание. Обозначения L_1, L_2, C_1 и C_2 соответствуют обозначениям в схемах фильтров типа k.

меньше крутизны фазовой характеристики фильтров типа k и тем меньше, чем меньше величина m. Для частот же, расположенных ближе к частотам среза, крутизна фазовой характеристики у фильтров типа m больше, чем у фильтров типа k. Кроме того, после частоты бесконечного затухания (у фильтров нижних частот) и до нее (у фильтров верхних частот) фазовый сдвиг равен нулю. Соответственно равен нулю и сдвиг фаз для полосных и заграждающих фильтров.

Что касается частотных зависимостей характеристических сопротивлений фильтров типа m, то они различны для разных групп. Фильтры 1-й группы, т. е. фильтры Т-образные параллельно-производные и П-образные последовательно-производные, обладают бо́льшим постоянством характеристического сопротивления на всей полосе прозрачности, но это постоянство зависит от величины m и, как показали исследования, наибольшее постоянство его достигается при $m \approx 0{,}6$. Подключение звеньев или полузвеньев фильтров типа m, обладающих постоянством характеристического сопротивления по концам сложного фильтра, улучшает его согласование с нагрузочным сопротивлением и тем самым улучшает характеристику фильтра в целом.

У фильтров типа m 2-й группы, т. е. у Т-образных последовательно-производных и П-образных параллельно-производных, частотная зависимость характеристического сопортивления такая же, как и у фильтров типа k. Поэтому ими пользуются в комбинированных фильтрах для согласования соединения с соответствующими видами, т. е. с Т-образными и П-образными фильтрами типа k. Единственным преимуществом Т-образных последовательно-производных и П-образных параллельно-производных фильтров типа m перед фильтрами типа k является их бо́льшая крутизна частотной зависимости затухания.

Расчет фильтров типа m производят в следующем порядке. Сначала выбирают величину m. Если по условиям работы не требуется особого постоянства характеристического сопротивления, то величину m выбирают только из соображений получения необходимой крутизны характеристики затухания, учитывая при этом, что с увеличением этой крутизны происходит и резкий спад характеристики затухания после частоты бесконечного затухания. Исходя из условия согласования нагрузочных и характеристических сопротивлений фильтра, обычно выбирают номиналь-

ное характеристическое сопротивление фильтра равным нагрузочному сопротивлению (учитывая при этом сказанное на стр. 60), затем рассчитывают элементы звена соответствующего фильтра типа k и по формулам, приведенным в табл. 1 или 2, определяют элемент фильтра типа m при выбранном значении m. Затухание для фильтров верхних и нижних частот можно определить по кривым рис. 52,*а*. По этим же кривым можно определить и коэффициент прямоугольности $K_п$ частотной характеристики затухания фильтров типа m верхних и нижних частот. Например, при $m=0{,}6$ $K_{60} \approx 1{,}23$. Такое же приблизительно значение для $K_п$ получается и в случае полосных фильтров типа m.

Пример. Рассчитать фильтр типа m для нижних частот по данным примера на стр. 61. Выбираем значение $m = 0{,}6$. Тогда для Т-образного параллельно-производного звена по формулам табл. 1 находим:

$$L_1' = 0{,}5mL_1 = 0{,}5 \cdot 0{,}6 \cdot 0{,}8 = 0{,}24 \textit{ гн};$$

$$C_1' = \frac{1 - m^2}{2m} C_2 = \frac{1 - 0{,}6^2}{2 \cdot 0{,}6} 320 \approx 170 \textit{ пф};$$

$$C_2' = mC_2 = 0{,}6 \cdot 320 = 192 \textit{ пф};$$

$$f_{c2} = \frac{0{,}318}{\sqrt{2L_1'(2C_1' + C_2')}} = 20 \textit{ кгц}.$$

Частота бесконечного затухания согласно кривым рис. 52,*а*, при $m = 0{,}6$ равна $1{,}25 \cdot 20 = 25$ *кгц*. Затухание при других частотах определяем по той же кривой рис. 52,*а*.

Как мы уже упоминали, резонансная частота контуров фильтров типа m та же, что и соответствующих фильтров типа k, но, кроме того, для полосных и заграждающих фильтров она равна среднему геометрическому из произведения частот бесконечного затухания т. е.

$$f_p = \sqrt{f_{c1} f_{c2}} = \sqrt{f_{1\infty} f_{2\infty}}.$$

Из последнего следует, что для данного полосного фильтра типа m можно произвольно выбрать только одну частоту бесконечного затухания, что является одним из недостатков полосных фильтров типа m. В реальных фильтрах при достаточно хороших контурах частоты бесконечного затухания должны отличаться от частот среза не меньше чем на 4—6% (у пьезоэлектрических фильтров эту

разницу удается значительно уменьшить). Вторым недостатком фильтров типа m является нежелательный спад затухания после частоты бесконечного затухания, который тем резче, чем меньше m. Наконец, у фильтров типа m более сложная схема по сравнению с фильтрами типа k.

К числу достоинств фильтров типа m нужно отнести, как мы уже отмечали это выше, возможность получения большой крутизны характеристики затухания, возрастающей с уменьшением величины m, и возможность получения большего постоянства характеристического сопротивления в полосе прозрачности. Это постоянство сопротивления для Т-образных параллельно-производных и П-образных последовательно-производных звеньев обеспечивается при $m = 0{,}6$ до 90% от его номинального значения в пределах 0—90% теоретической полосы прозрачности.

ПОНЯТИЕ О НЕКОТОРЫХ ДРУГИХ ТИПАХ СЛОЖНЫХ ФИЛЬТРОВ

Указанный выше недостаток симметричных полосных фильтров типа m — невозможность независимого друг от друга выбора частот бесконечного затухания — привел к схемам производных звеньев, у которых частоты бесконечного затухания могут в полосе затухания располагаться произвольно. Такие фильтры получили название производных фильтров с двумя коэффициентами, так как все элементы и, следовательно, характеристики их определяются через два коэффициента: m_1 и m_2. При необходимости получения еще большего постоянства характеристического сопротивления в полосе пропускания, чем у фильтра типа m, применяют сложные фильтры с расчетным параметром, равным произведению двух параметров — такие фильтры называют фильтрами типа mm'.

Борьба со спадом характеристики затухания после частоты бесконечного затухания у фильтров типа m привела к созданию еще одного вида фильтров — комбинированных фильтров. Как известно, частотная зависимость затухания фильтров типа k имеет малую крутизну, но это затухание непрерывно возрастает по мере углубления в полосу непрозрачности, т. е. как раз противоположно тому, что мы имеем у фильтров типа m. Поэтому, если включить последовательно звенья фильтров типов k и m, то характеристика затухания такого сложного фильтра сможет оказаться более пригодной для решения поставленной перед фильтром задачи. Само собой понятно, что поскольку

звенья фильтров разных типов включаются последовательно друг с другом, то полосы пропускания их должны быть одинаковыми, т. е. должны быть одинаковы их частоты среза. Затухание комбинированных фильтров равно сумме затуханий всех входящих в него звеньев и полузвеньев, а характеристические сопротивления его равны характеристическим сопротивлениям звеньев и полузвеньев, включенных на концах фильтра. Полузвенья, включаемые на концах фильтра для согласования с нагрузочным сопротивлением, называют согласующими полузвеньями.

Из того, что в комбинированных фильтрах звенья и полузвенья в точках соединения должны быть согласованы, следует, что непосредственно могут соединяться звенья с одинаковой частотной зависимостью характеристических сопротивлений, т. е. однородные звенья: Т-образные звенья типа k с Т-образными последовательно-производными звеньями типа m, П-образные звенья типа k с П-образными параллельно-производными звеньями типа m. Для соединения между собой Т- и П-образных звеньев, обладающих различной частотной зависимостью характеристических сопротивлений, применяют согласующие полузвенья, характеристические сопротивления которых, с одной стороны, равны характеристическим сопротивлениям Т-образных звеньев, а с другой стороны, равны характеристическим сопротивлениям П-образных звеньев (рис. 53,*а*). П-образные последовательно-производные и Т-образные параллельно-производные звенья типа m не могут непосредственно соединяться ни между собой, ни с одним звеном типа k, так как их частотная зависимость характеристических сопротивлений различна. Для согласования обычно используют полузвенья Т-образных параллельно-производных и П-образных последовательно-производных фильтров.

В качестве примера рассчитаем фильтр нижних частот с частотой среза в 1 210 *гц*, имеющий одно промежуточное звено и два согласующих конечных полузвена. Фильтр должен работать на активное нагрузочное сопротивление 700 *ом*. Промежуточное звено выбираем Т-образное типа k (рис. 53,*б*). По заданным частоте среза и характеристическому сопротивлению фильтра, равному его нагрузочному сопротивлению, определяем элементы промежуточного звена $L=0{,}183$ *гн* и $C=0{,}374$ *мкф*. В качестве согласующих полузвеньев выбираем Г-образные последовательно-производные полузвенья. Так как в Г-образной секции сопротивление последовательной ветви равно половине сопротивления последовательной ветви соответствующего фильтра $\left(X_{1\text{г}}=\frac{X_1}{2}\right)$, а сопротивление параллельной ветви секции равно

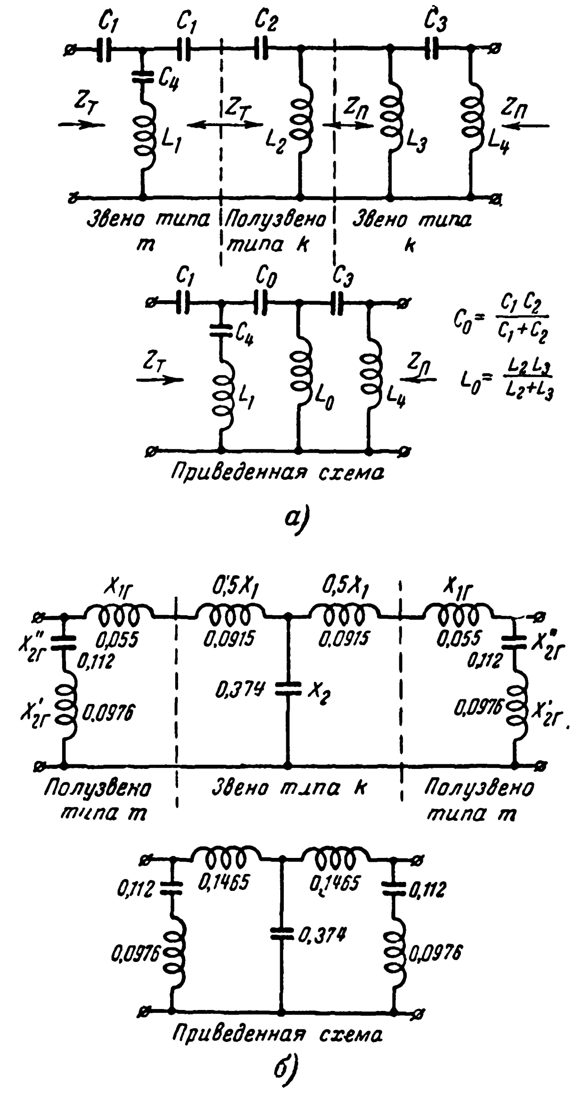


Рис. 53. Схемы комбинированных фильтров.

а — схема фильтра высших частот (Т-образное последовательно-производное звено типа *m*, полузвено типа *k* и П-образное звено типа *k*); *б* — схема фильтра нижних частот (два Т-образно-последовательных полузвена типа *m* и Т-образное звено типа *k*)

двойному сопротивлению одной из ветвей того же звена фильтра ($X_{2г} = 2X_2$), то находим элементы полузвеньев:

$X_{1г} = \frac{X_1}{2}$ и, следовательно, $L_{1г} = \frac{mL}{2}$; полагая $m = 0,6$, $L_{1г} = 0,5 \cdot 0,6 \cdot 0,183 = 0,055$ *гн*.

$X'_{2г} = 2X_2$. Так как $X'_{2г}$ представляет индуктивное сопротивление, то

$$L_{2г} = 2 \cdot \frac{1 - m^2}{4m} L = \frac{2 \cdot 0,64}{4 \cdot 0,6} 0,183 = 0,0976 \text{ гн.}$$

$X''_{2г} = 2X_2$. Так как $X''_{2г}$ представляет емкостное сопротивление, то для увеличения его вдвое емкость нужно уменьшить вдвое, т. е.

$$C_{2г} = 0,5mC = 0,5 \cdot 0,6 \cdot 0,374 = 0,112 \text{ мкф.}$$

Аналогично можно рассчитать и П-образный фильтр.

Составленные таким образом фильтры дают возможность лучшего согласования сопротивлений.

Частотная зависимость затухания этого комбинированного фильтра нижних частот показана на рис. 54.

Для согласования характеристических сопротивлений фильтров с нагрузочными сопротивлениями часто применяют трансформаторы, что не всегда целесообразно, так как трансформатор создает дополнительно затухание, величина которого может изменяться в полосе частот прозрачности фильтра, а следовательно, могут возникнуть искажения. Для устранения недостатков, присущих фильтрам с согласующими трансформаторами часто применяют несимметричные фильтры — фильтры с неравными величинами характеристических сопротивлений.

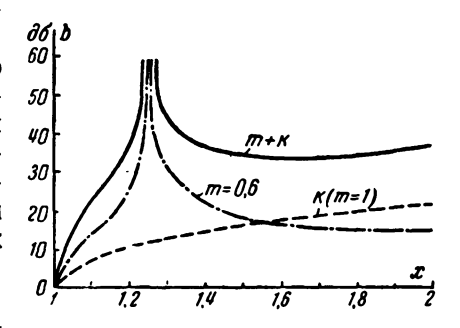


Рис. 54. Частотная характеристика затухания комбинированного фильтра нижних частот.

Если при расчете фильтров, в схеме которых имеются контуры из параллельно включенных индуктивности L и емкости C, получаются слишком большие емкости и слишком малые индуктивности, т. е. получаются контуры малой добротности, то для увеличения общей индуктивности контура, не меняя в то же время его резонансной частоты и его эквивалентного сопротивления, используют свойство

параллельного контура, указанное на стр. 24. В этом случае фильтры носят название фильтров с автотрансформаторной связью, так как индуктивность в этих фильтрах включается в линию как автотрансформатор.

Упомянем еще о мостовых фильтрах. Схема мостового фильтра представляет схему моста переменного тока (рис. 55), у которого два противоположных плеча имеют одинаковые раеактивные сопротивления. Зажимы одной диагонали мостика являются приемными, а к зажимам другой диагонали подключают передатчик. Когда мост уравновешен, т. е. сопротивления плеч его уравнены, ток в диагонали, в которую включен приемник, будет равен нулю — это равносильно бесконечно большому затуханию. В этом случае крутизна характеристики затухания получается очень большой аналогично фильтру типа *m*. Как показывает теория мостовых фильтров, условием получения полосы пропускания является наличие у реактивных сопротивлений плеч моста разных знаков. Поэтому для определения полосы прозрачности мостового фильтра нужно построить частотные зависимости сопротивлений X_1 и X_2 плеч и определить полосу частот, в которой эти сопротивления имеют разные знаки. Точки пересечения кривых этих сопротивлений, которые соответствуют равенству этих сопротивлений, определяют, между прочим, частоты бесконечного затухания.

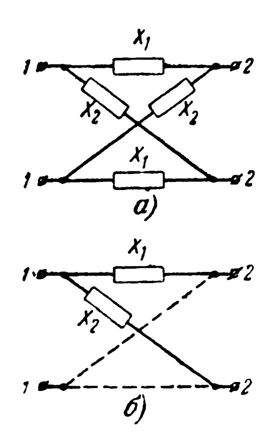


Рис. 55. Нормальное (*а*) и упрощенное изображение мостового фильтра (*б*).

Что касается характеристических сопротивлений мостовых фильтров, то они определяются выражением $Z_M = \sqrt{X_1 X_2}$ при подстановке в него значений сопротивлений X_1 и X_2 плеч фильтра, в то время как затухание этих фильтров зависит только от отношения этих сопротивлений. Такая зависимость от сопротивлений плеч моста характеристического сопротивления и затухания фильтра позволяет подобрать последние независимо друг от друга, что является большим достоинством мостовых фильтров.

Вторым преимуществом мостовых фильтров является возможность получения в некоторых случаях почти линей-

ной фазовой характеристики в довольно большой части полосы пропускания.

Схемы мостовых фильтров крайне разнообразны, и каждая из них обладает характерными для нее электрическими свойствами.

В качестве примера приведем одну из простейших возможных схем мостового фильтра нижних частот (рис. 56,*а*, *1*) и верхних частот (рис. 56,*б*, *1*) В схеме рис. 56,*а*, *1* $X_1 = j\omega L_1$ и $X_2 = j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)$. Возможны два случая частотных зависимостей сопротивлений плеч этого моста, обусловленных соотношениями между величинами элементов плеч: кривые сопротивлений пересекаются (рис. 56,*а*, *2*) и кривые сопротивлений не пересекаются (рис. 56,*а*, *3*). Соответственно с этим получаются и разные кривые затухания этих фильтров (рис. 56,*а*, *4* и *5*): в первом случае кривая затухания получается, как у фильтров типа *m*, во втором случае — как у фильтров типа *k*.

Частота среза этого мостового фильтра равна резонансной частоте плеча фильтра:

$$f_{c2} = f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}.$$

Что касается характеристического сопротивления мостового фильтра нижних частот, то оно изменяется по тому же закону, что и сопротивление Т-образных фильтров типа *k* нижних частот. Номинальное характеристическое сопротивление фильтра равно $\rho = \sqrt{L_1/C_2}$. При расчетах ρ выбирают равным нагрузочному сопротивлению $R_н$.

Расчетные формулы рассматриваемого фильтра следующие:

$$L_1 = \frac{m\rho}{2\pi f_{c2}};\ L_2 = \frac{\rho}{2\pi m f_{c2}};\ C_2 = \frac{m}{2\pi\rho f_{c2}},$$

где

$$m = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c2}}{f_\infty}\right)^2}.$$

Все сказанное относительно мостового фильтра нижних частот, собранного по схеме рис. 56,*а*,*1*, можно повторить и относительно схемы мостового фильтра верхних частот, собранного по схеме рис. 56,*б*,*1*, только его харак-

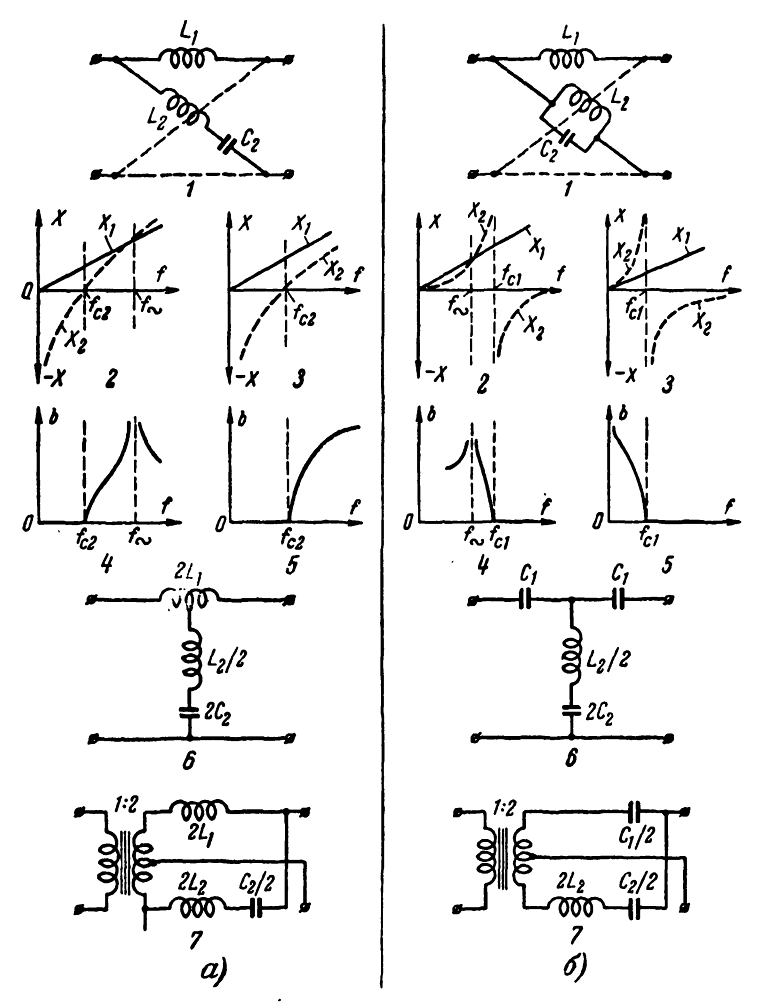


Рис. 56. Мостовые фильтры.

а — фильтр нижних частот (*1* — принципиальная схема, *2* и *3* — возможные частотные зависимости сопротивлений, *4* и *5* — возможные характеристики затухания, *6* и *7* — возможные эквивалентные схемы); *б* — фильтр верхних частот (*1* — принципиальная схема, *2* и *3* — возможные частотные зависимости сопротивлений, *4* и *5* — возможные характеристики затухания, *6* и *7* — возможные эквивалентные схемы).

теристическое сопротивление будет изменяться подобно изменению этого сопротивления у П-образного фильтра типа k верхних частот. Расчетные формулы для него следующие:

$$L_1 = \frac{m\rho}{2\pi f_{c1}}; \quad L_2 = \frac{\rho}{2\pi m f_{c1}}; \quad C_2 = \frac{m}{2\pi\rho f_{c1}},$$

где

$$f_{c1} = f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}; \quad m = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_\infty^2}{f_{c1}^2}}}.$$

Номинальное характеристическое сопротивление $\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$ выбирают равным нагрузочному сопротивлению $R_н$.

На практике мостовые фильтры применяют сравнительно редко — исключение составляют пьезоэлектрические фильтры и то главным образом полосные и заграждающие.

Причинами этого являются их неэкономичность (большое количество элементов) и невозможность использовать в случае необходимости ползвена фильтра, что опять приводит к увеличению количества элементов. Чтобы все-таки использовать некоторые достоинства мостовых фильтров, применяют эквивалентные им схемы, т. е. схемы, которые будучи равноценны по электрическим характеристикам мостовым схемам, содержат меньше элементов. Такие схемы, эквивалентные рассмотренным выше мостовым фильтрам нижних и верхних частот, приведены соответственно на рис. 56,*а*, *6* и *7* и на рис. 56,*б*, *6* и *7*. Из них особенно ценны дифференциально-мостовые схемы — у них два плеча X_1 и X_2 заменены двумя равными полуобмотками дифференциального трансформатора. Наличие такого трансформатора позволяет при соответствующем коэффициенте трансформации согласовать фильтр с нагрузочным сопротивлением.

На этом мы заканчиваем наш краткий обзор сложных фильтров.

ПОНЯТИЕ ОБ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ФИЛЬТРАХ

1. **Пьезоэлектрические фильтры.** Рассмотренные выше полосные фильтры обеспечивают пропускание полосы частот, если эта полоса составляет не менее нескольких про-

центов от средней частоты. Но если нужно передать полосу частот, скажем, 2 000 *гц* при несущей частоте, например 10^6 *гц*, то полоса прозрачности составит в этом случае лишь $\frac{2\,000}{10^6}=0{,}2\%$. Для передачи такой полосы частот потребуется контур с добротностью $Q=500$, которую обеспечить контурами, составленными из обычных катушек и конденсаторов, практически не удается. В таких случаях прибегают к помощи пьезокристаллов (например, кварца), обеспечивающих получение узкополосных фильтров с весьма крутыми скатами резонансной кривой. Кроме того, фильтры с пьезокристаллами обладают очень большой стабильностью и малыми размерами, обладают большим затуханием на частотах бесконечного затухания. В последнее время получают большое распространение пьезоэлектрические фильтры с искусственными кристаллами, и эти фильтры не только не уступают кварцевым по своим характеристикам, но иногда и превосходят их.

Пластинка пьезокристалла, будучи помещена в переменное электрическое поле, под влиянием его меняет свои размеры, сжимаясь и растягиваясь, вследствие чего она будет совершать механические колебания. Частота колебаний пластинки пьезокристалла будет равна частоте изменения электрического поля. При совпадении частоты собственных колебаний пьезокристаллической пластины с частотой действующего на нее электрического поля наступает резонанс, и механические колебания пластинки достигают максимума. Этот механический резонанс пьезокристаллической пластинки сопровождается появлением наибольшего тока в генераторе, создающем данное переменное электрическое поле, и поэтому по отношению к внешней цепи механический резонанс пьезопластинки проявляет себя как резонанс напряжений.

Собственные частоты механической колебательной системы, а также и параметры этой системы зависят от материала, из которого вырезана пластинка или брусок, степени связи между простейшими видами колебаний (сжатие и растяжение, сдвиг, изгиб и кручение), а также от собственных частот этих отдельных простейших колебаний.

Электромеханическую систему, составленную из пьезоэлектрической пластинки, электродов и держателя кристала, называют пьезоэлектрическим резонатором.

Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрического резонатора представлена на рис. 57,*а* где L_1 и C_1 — индуктивность и емкость, эквивалентные пластине пьезокристалла, а $C_к$ — статическая емкость конденсатора, составленного пластинкой пьезокристалла с наложенными на нее электродами. C_1 составляет обычно от нескольких десятых до нескольких десятков пикофарад, L_1—от нескольких сотых до десятков и даже до сотни и больше генри, а эквивалентное сопротивление потерь R_1—от нескольких десятков до нескольких сотен ом, которым можно пренебречь по сравнению с реактивным сопротивлением пьезокристалла в его эквивалентной электрической схеме. Добротность эквивалентного контура пьезорезонатора получается очень большой — до нескольких десятков тысяч; у кварцевых резонаторов она достигает многих сотен тысяч, и в последнее время благодаря применению особо тщательно выполненных держателей и высокого вакуума добротность кварцевых резонаторов достигла значения $17{,}5 \cdot 10^6$. В электрических фильтрах обычно применяют вакуумные пьезорезонаторы, которые обладают добротностью не менее 10 000—15 000. Кроме того, вакуумные резонаторы не подвергаются действию влаги, снижающей добротность резонатора.

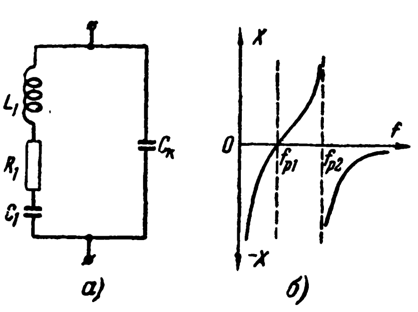


Рис. 57. Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрического резонатора (*а*) и частотная зависимость сопротивления этой схемы (*б*).

На рис. 57,*б* показана частотная зависимость сопротивления схемы рис. 57,*а*, которую очень легко построить. Для этого, как мы делали это раньше, нужно сначала построить проводимость цепи L_1C_1, потом проводимость цепи $C_к$, сложить эти проводимости и затем построить кривую сопротивления как обратную кривой этой общей проводимости. Из рис. 57,*б* следует, что эквивалентная схема кварца имеет две резонансные частоты: одна определяется контуром L_1C_1 (последовательный резонанс) $f_{p1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1C_1}}$, другая — контуром, составленным из

параллельных ветвей L_1C_1 и $C_к$ (параллельный резонанс)

$$f_{р2}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1\frac{C_1C_к}{C_1+C_к}}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_э}},$$

где $C_э=\frac{C_1C_к}{C_1+C_к}$.

Ширина полосы прозрачности пьезорезонатора равна интервалу между его резонансными частотами и может быть определена из выражений для $f_{р1}$ и $f_{р2}$, что приводит к положению, что отношение ширины полосы прозрачности пьезорезонатора к частоте $f_{р1}$ равно $\frac{f_{р2}-f_{р1}}{f_{р1}}\approx\frac{C_1}{2C_0}$, где $C_0=C_к+C_м$ ($C_м$ — емкость монтажа, которая подключена параллельно емкости $C_к$). Следовательно, ширина полосы прозрачности пьезоэлектрического резонатора зависит от отношения емкостей C_1 и C_0, и она может быть сужена увеличением C_0. Если принять отношение $\frac{C_0}{C_1}$ равным, как это обычно бывает, 100 — 150, то $\frac{\Delta F}{f_{р1}}$ получается порядка 0,002 — 0,004 (0,2 — 0,4%).

Вследствие очень больших добротностей ширина кривой резонанса кварцевого резонатора получается очень небольшой, значительно меньше интервала между резонансными частотами, и коэффициент прямоугольности этой кривой очень близок к единице (K_{60}=1,1—1,15). Интервалы между резонансными частотами данного пьезоэлектрического резонатора, а следовательно, и ширину полосы прозрачности его можно в известной мере менять подключением к резонаторам реактивных элементов. Возможны четыре схемы подключения к резонатору реактивных элементов:

1) последовательно с резонатором включают индуктивность;
2) последовательно с резонатором включают емкость;
3) параллельно с резонатором включают индуктивность;
4) параллельно с резонатором включают емкость.

Любое подключение индуктивности приводит к расширению интервала, а любое подключение емкости — к сужению интервала между резонасными частотами пьезорезонатора. Последовательное включение с резонатором

любого рода реактивности изменяет частоту последовательного резонанса, а параллельное подключение ее изменяет частоту параллельного резонанса резонатора. Любое подключение индуктивности к пьезорезонатору вызывает, помимо расширения интервала между его резонансными частотами, появление второго резонанса токов или напряжений. Во всем сказанном нетрудно убедиться, если построить для указанных цепей частотные зависимости их сопротивлений.

Что касается степени влияния присоединяемых к пьезорезонатору реактивных элементов, то оно зависит как от их величины, так и данных эквивалентной схемы пьезорезонатора.

Узкополосные и широкополосные пьезоэлектрические фильтры. Наибольшее распространение получили полосные и заграждающие пьезоэлектрические фильтры, которые выполняют по обычным цепочечным и мостовым схемам. На рис. 58 показана одна из схем цепочечных полосных пьезоэлектрических фильтров и ее частотные зависимости сопротивления и затухания. Эта схема дает симметричные ветви затухания с большой крутизной и обладает большой шириной полосы пропускания (как видно из рис. 58,*б*, она несколько меньше удвоенной разности $f_{p2}-f_{p1}$), чем другие аналогичные фильтры. Кроме некоторых чисто электрических недостатков этой схемы, укажем и на ее неэкономичность — она требует три пьезорезонатора.

На рис. 59 показана более экономичная мостовая схема полосного пьезоэлектрического фильтра с двумя кристаллами. Недостатком ее является то, что полоса пропускания у такого фильтра получается сравнительно узкой (она равна разности $f_{p2}-f_{p1}$), и характеристика затухания его несимметрична. Если конденсаторы в диагоналях фильтра заменить также пьезокристаллами, то хотя он и станет более дорогим, но полоса частот прозрачности его будет вдвое шире, чем у фильтра, собранного по схеме рис. 59, и характеристика затухания станет симметричной.

Для сужения полосы прозрачности пьезоэлектрических фильтров нужно, как известно, подключить последовательно или параллельно к пьезокристаллу конденсатор.

Для расширения полосы прозрачности пьезокристаллических фильтров применяют либо узкополосные фильтры с раздельными полосами прозрачности — практически полосы прозрачности в таких фильтрах сливаются в одну полосу с небольшим разрывом — либо применяют после-

довательное или параллельное подключение к пьезокристаллам индуктивностей (рис. 60).

Что касается заграждающих пьезоэлектрических фильтров, то простейшая схема такого фильтра показана на

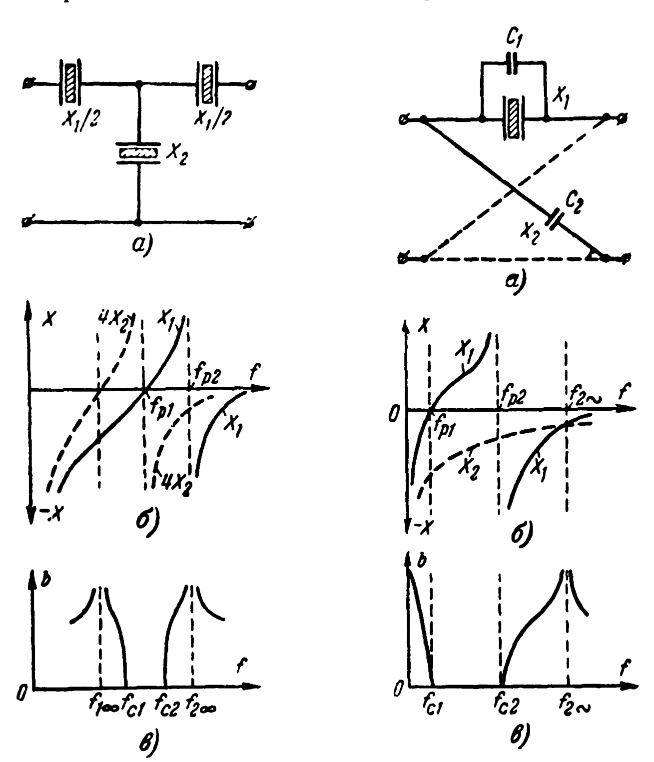


Рис. 58. Схема полосного пьезоэлектрического фильтра (*а*), частотная зависимость сопротивления схемы (*б*) и затухания (*в*).

Рис. 59. Двухкристальный мостовой полосный фильтр.

а — принципиальная схема; *б* — частотная зависимость сопротивления; *в* — частотная зависимость затухания схемы.

рис. 61. Как видно из этого рисунка, он состоит из двух индуктивностей включенных в последовательные плечи, и из двух пьезорезонаторов, включенных в параллельные плечи. Чтобы определить полосы непропускания фильтра, нужно построить частотные зависимости сопротивлений плеч и определить интервал частот, в котором эти сопротивления имеют одинаковые знаки (обратное условие определения полосы прозрачности мостовых фильтров). Для увеличения

ширины полосы непрозрачности нужно последовательно или параллельно пьезорезонатору включить индуктивность, так как при этом увеличивается расстояние между резонансными частотами резонатора; для сужения полосы

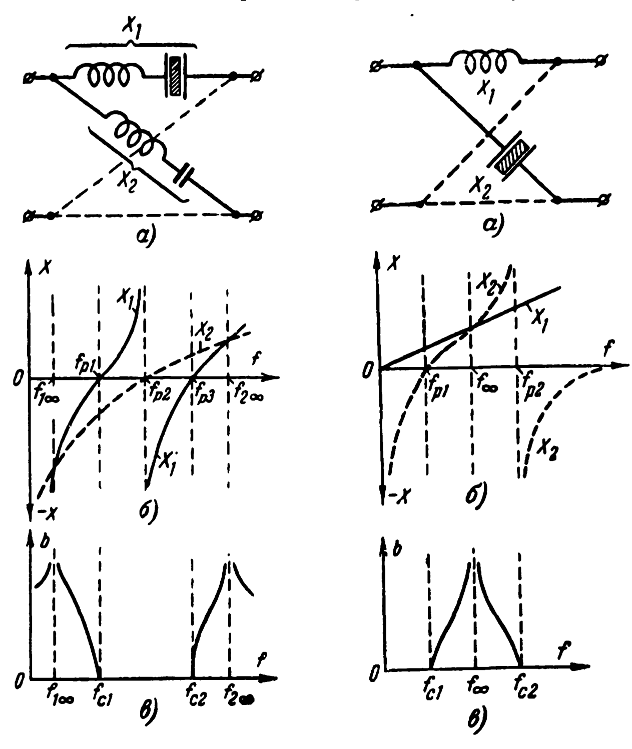


Рис. 60. Двухкристальный широкополосный фильтр.

а — принципиальная схема; *б* — частотная зависимость сопротивления; *в* — частотная зависимость затухания схемы.

Рис. 61. Двухкристальный заграждающий фильтр.

а — принципиальная схема; *б* — частотная зависимость сопротивления; *в* — частотная зависимость затухания схемы.

непрозрачности к резонатору подключают последовательно или параллельно конденсатор.

Дифференциально-мостовые пьезоэлектрические фильтры. Для уменьшения количества резонаторов, т. е для получения более дешевого фильтра, применяют дифференциально-мостовые (Д-М) фильтры—у них количество резонаторов вдвое меньше, чем в обычных аналогичных схемах. На рис. 62 дана простейшая схема однокристального полосного Д-М фильтра, эквивалентного фильтру на

рис. 59. Если почему-либо вывести среднюю точку трансформатора неудобно, можно к зажимам вторичной обмотки трансформатора подключить два последовательно соединенных конденсатора и взять вывод от средней точки их

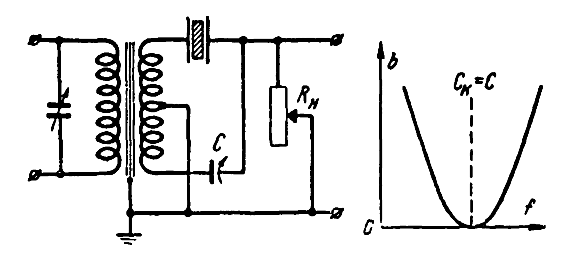


Рис. 62. Простейший дифференциально-мостовой однокристальный полосный фильтр и его частотная характеристика затухания при $C = C_0$.

соединения. Частотные характеристики затухания этих схем зависят от соотношения емкостей $C_к$ и C, где $C_к$ — статическая емкость резонатора. Наилучшая характеристика затухания получается при $C_к = C$. Преимуществом указанной схемы являются ее простота и возможность регулирования изменением нагрузочного сопротивления ширины полосы прозрачности фильтра в довольно широких пределах.

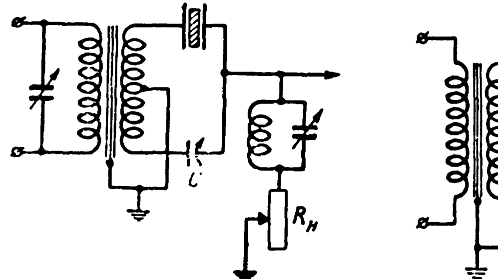


Рис. 63. Дифференциально-мостовой пьезокристаллический фильтр с регулированием полосы пропускания.

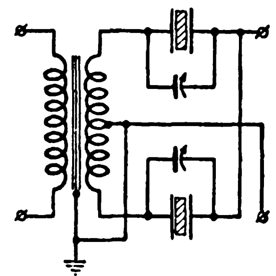


Рис. 64. Двухкристальный дифференциально - мостовой полосный фильтр.

На практике регулирование полосы прозрачности однокристальных Д-М полосных фильтров часто производят настройкой нагрузочного контура (рис. 63). Иногда для

этой же цели применяют одновременное изменение настройки нагрузочного контура и настройки первичной обмотки трансформатора, для чего параллельно первичной обмотке трансформатора включают конденсатор переменной емкости.

Недостатком однокристального Д-М фильтра является малая крутизна характеристики затухания. Заметим, что чем выше добротность трансформатора, тем круче характеристика затухания и тем у́же полоса прозрачности фильтра.

Для увеличения крутизны характеристики затухания однокристального Д-М фильтра в некоторых установках применяют двухкристальный Д-М полосной фильтр (рис. 64) ширина полосы прозрачности у которых равна удвоенному интервалу между резонансными частотами резонатора.

Сузить полосу прозрачности можно параллельным подключением к резонаторам конденсаторов соответствующей емкости.

2. Магнитострикционные фильтры. В последнее время находят применение магнитострикционные (М-С) фильтры. Принцип действия М-С фильтров аналогичен принципу действия пьезокристаллических фильтров с той только разницей, что в них используется свойство ферромагнитных материалов изменять свои размеры под действием магнитного поля. Если стержень из магнитного материала (например, из никеля) поместить в переменное магнитное поле, то он будет совершать механические колебания, которые достигнут максимума при совпадении частоты переменного магнитного поля и собственной частоты колебаний стержня, которая зависит, как известно, от механических свойств материала стержня, от его размеров и характера колебаний (продольные, крутильные, изгиба). Так как изменения размеров стержня не зависят от направления магнитного поля, то под воздействием переменного магнитного поля он будет колебаться с двойной частотой поля. Чтобы избежать этого, нужно переменное поле подвести к обмотке стержня, помещенного в поле постоянного магнита, аналогично тому, как это мы делаем в обычных телефонных наушниках — переменный ток подводим к обмотке, намотанной на постоянные магниты. Вместо стержневых резонаторов можно применить отожженные шарики, диски, пластинки.

На рис. 65 приведены механическая и эквивалентная

схемы узкополосного фильтра на одной пластине. В узлах колебаний пластины, т. е. в местах отсутствия колебаний пластинки, присоединены возбуждающая и снимающая колебания никелевые проволоки. Длина проволок должна быть равна нечетному числу четвертей длины волны колебаний, распространяющихся по этим проволокам. На эквивалентной схеме этим проволокам соответствуют контуры $L_п C_п$. Контур $L_р C_р$ соответствует пластинке.

Для увеличения полосы пропускания и увеличения избирательности М-С фильтры делают многопластинчатыми.

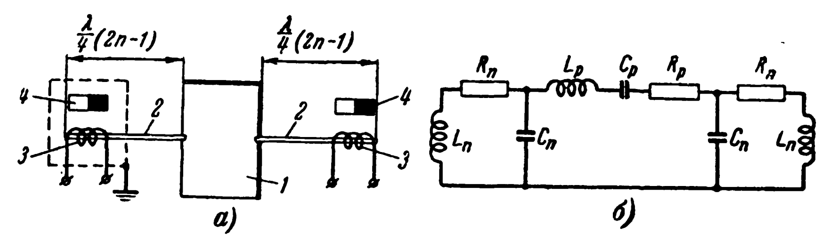


Рис. 65. Узкополосный фильтр на одной пластинке.

а — механическая схема (*1* — пластинка из высокодобротного материала, *2* — никелевые проволоки, *3* — катушки, снимающая и возбуждающая колебания, *4*—постоянные магниты смещения); *б* — эквивалентная электрическая схема.

На рис. 66 показаны: шестипластинчатый фильтр из никелевых пластин, его эквивалентная электрическая схема, включение этого фильтра в ламповую схему и частотная характеристика этого фильтра. Из приведенной частотной характеристики данного М-С фильтра нетрудно определить, коэффициент ее прямоугольности: $K_{60} \approx 2{,}6$.

Магнитострикционные фильтры относительно стабильны, имеют малые размеры, добротность их достигает 2 000—3 000. К недостаткам этих фильтров можно отнести сравнительно узкий диапазон частот (от 100 до 1 000 *кгц*), для работы в котором получаются относительно легко реализуемые геометрические размеры резонаторов. Существенными недостатками М-С фильтров являются большое затухание и его значительная неравномерность в полосе прозрачности и большая температурная зависимость характеристики затухания.

Мы сознательно ограничились чисто описательным изложением электромеханических фильтров и не приводили расчетные формулы, так как последние требуют знания электрических параметров соответствующих резонаторов, что для радиолюбителя не всегда доступно, привести же

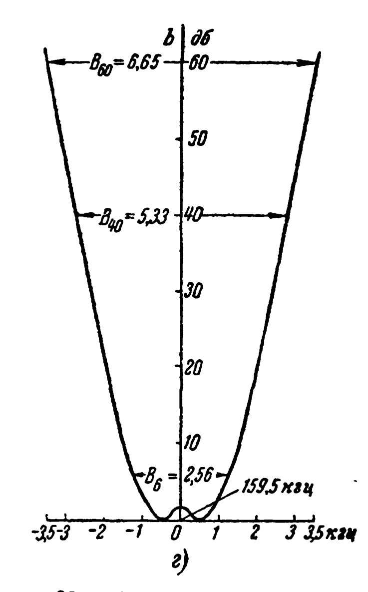


Рис. 66. Механический фильтр на шести тонких прямоугольных пластинках.

а — механическая схема фильтра (*1* — центральные резонаторы, *2* — проволоки связи, *3* — пластинки магнитострикционных преобразователей); *б* — эквивалентная электрическая схема фильтра; *в* — включение механического фильтра в ламповую схему; *г* — частотная характеристика затухания фильтра (коэффициент прямоугольности частотной характеристики $K_{60} \approx 2,6$).

формулы для определения этих параметров не позволяет объем книги. Последняя причина не позволяет рассмотреть и многие другие возможные схемы электромеханических фильтров.

О ФИЛЬТРАХ ИЗ ЦЕПЕЙ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

При ультравысоких частотах, когда изготовление электрических фильтров из элементов с сосредоточенными постоянными, т. е. из катушек и конденсаторов, представляется уже невозможным, а пьезорезонаторы применить

Линия действует как (индуктивность) когда	Линия действует как (емкость) когда	Линия действует как (параллельный контур) когда	Линия действует как (последовательный контур) когда
$l < \frac{1}{4}\lambda$	$\frac{1}{4}\lambda < l < \frac{1}{2}\lambda$	$l = \frac{1}{4}\lambda$	$l = \frac{1}{2}\lambda$
$\frac{1}{4}\lambda < l < \frac{1}{2}\lambda$	$l < \frac{1}{4}\lambda$	$l = \frac{1}{2}\lambda$	$l = \frac{1}{4}\lambda$

Рис. 67. Поведение линии в зависимости от соотношения между ее длиной l, длиной волны λ и видом линии.

нельзя, так как, например, пьезокварцевый резонатор можно изготовить максимум на частоту приблизительно 10^7 *гц*, фильтр можно составить из элементов с распределенными постоянными, т. е. отрезков двухпроводных прямых линий или коаксиальных кабелей.

Известно, что передающая линия без потерь ведет себя либо как индуктивность, либо как емкость, либо как последовательный или параллельный резонансный контур в зависимости от того, какая часть передаваемой волны укладывается на ней и является ли она разомкнутой или замкнутой на конце. Это показано на рис. 67.. Очевидно, комбинируя между собой отрезки линий или кабелей той или иной длины согласно рис. 67, можно составить тот или иной вид фильтра. В качестве примера на рис. 68,*а* показан составленный из отрезков линий фильтр нижних ча-

стот, а на рис. 68,*б* — его эквивалентная схема, поясняющая действие фильтра. Наличие передвижных перемычек *П* позволяет «настраивать» плечи фильтра, точно подбирать их длину и тем улучшать работу фильтра.

Так как добротность воздушных двухпроводных линий составляет тысячи и доходит до 10 000 единиц, а добротность концентрических кабелей доходит до нескольких десятков тысяч, то изготовленные из них фильтры получаются очень высокого качества. Для определения добротностей линии или концентрического кабеля также имеются

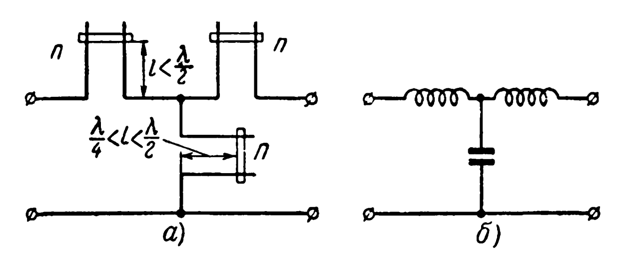


Рис. 68. Фильтр нижних частот, составленный из передающих линий (*а*) и его эквивалентная электрическая схема (*б*).

формулы, но они достаточно сложны, чтобы их приводить здесь.

Что касается номинальных характеристических сопротивлений таких фильтров, то они равны характеристическому сопротивлению или воздушной двухпроводной линии, или коаксиального кабеля, смотря по тому, из чего сделан фильтр. Характеристическое сопротивление воздушной линии равно $\rho = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{2a}{d}$ [*ом*], где a — расстояние между центрами проводников; d — диаметр провода, из которого сделана линия; ε — диэлектрическая проницаемость среды, в которой натянута линия (для воздуха $\varepsilon = 1$). Характеристическое сопротивление коаксиального кабеля равно $\rho = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{b}{a}$, где b — диаметр внешнего проводника; a — диаметр внутреннего проводника; ε — диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей пространство между проводниками.

Почти совершенным фильтром верхних частот на ультравысоких частотах является волновод. Такое использование волноводов основано на главном их свойстве —

наличии в них критических частот: все частоты ниже критической частоты для данного волновода практически им не пропускаются.

ВЛИЯНИЕ ПОТЕРЬ В ЭЛЕМЕНТАХ ФИЛЬТРА НА ЕГО РАБОТУ

Чтобы практические фильтры возможно ближе совпадали с рассмотренными идеальными фильтрами из чисто реактивных элементов, все элементы, составляющие фильтры, должны обладать возможно меньшими потерями, возможно большей добротностью. Последнее достигается не только качеством самих элементов, но и их взаимным влиянием друг на друга и на соседние элементы, т. е. тщательным и продуманным монтажом фильтрующих устройств. Нужно отметить, что современное состояние технологии производства деталей электрических цепей вполне удовлетворительно решает задачу создания конденсаторов с малыми потерями (добротность может достигать нескольких тысяч), и потому основным источником потерь в фильтрующих устройствах являются катушки индуктивности. Создание катушек индуктивности с малыми потерями при разумных габаритных размерах в настоящее время также достигло значительного успеха благодаря применению специальных конструкций для них и применению магнитодиэлектриков для их сердечников, дающих возможность изменять значения индуктивностей катушек в относительно широких пределах без внесения в них заметных потерь. Но все же в основном именно катушки индуктивности определяют добротность контура, которая практически редко превосходит $Q_L = 200—250$.

Наличие потерь в фильтрах вызывает затухание в полосе прозрачности фильтра, и оно возрастает по мере приближения к частотам среза, в результате чего характеристика затухания закругляется вблизи частот среза и особенно вблизи частот бесконечного затухания. Это приводит к уменьшению избирательности фильтра, к увеличению его коэффициента прямоугольности, так как ухудшается разграничение между частотами полосы прозрачности и непрозрачности. Для получения заданной величины затухания в полосе пропускания необходимо иметь катушки добротности тем большей, чем у́же относительная полоса прозрачности фильтра.

Наличие потерь в элементах фильтра изменяет и характер и величину характеристического сопротивления фильтра, так как наличие потерь вызывает в полосе пропуска-

ния реактивную составляющую сопротивления, а в полосе непрозрачности — активную составляющую, что также плохо отражается на работе фильтра.

Все это лишний раз подтверждает необходимость применения в фильтрах катушек высокой добротности и высококачественных конденсаторов. В большинстве случаев при добротностях элементов порядка 100 характеристики фильтра получаются хорошими. Опыт показывает, что, когда Q_L катушки бывает уже порядка 20—30 и больше, влияние потерь приобретает второстепенное значение и расчет, опирающийся на представления о фильтре без потерь, практически вполне приемлем. Получение хороших характеристик затухания и хороших коэффициентов прямоугольности может быть достигнуто применением в качестве элементов фильтров пьезоэлектрических и магнитострикционных резонаторов.

Далее, теория фильтров предполагает, что сопротивление нагрузки во всей полосе пропускания частот равно характеристическому сопротивлению фильтра. Такого идеального согласования на практике достигнуть очень трудно, но к нему нужно всячески стремиться, т. е. нагрузочные сопротивления нужно выбирать не зависящими, по возможности, от частоты. Это в одинаковой мере относится и к элементам фильтра. Кроме того, в случае катушет с магнитным сердечником индуктивность их не должна меняться от величины проходящего по ней тока; это достигается, как известно, введением в стальной сердечник воздушного зазора. Необходимо также катушки экранировать или так их расположить, чтобы была исключена возможность магнитной связи между ними. Лучше поэтому применять тороидальные катушки, у которых практически отсутствует магнитный поток рассеяния. Для уменьшения паразитных индуктивных и емкостных связей нужно избегать при монтаже проводов излишней длины.

Для увеличения стабильности элементов фильтра они должны быть защищены от воздействия колебаний внешней температуры и так расположены в схеме фильтра, чтобы не подвергаться нагреву от электронных ламп в схеме фильтра, не говоря уже о том, что все элементы фильтра должны быть изготовлены из высококачественных материалов, катушки не должны нагреваться проходящим по их обмоткам током и т. д. и т. п.

Что касается самих величин L и C, определенных по расчету, то практически не всегда возможно точно подо-

брать рассчитанные значения. Поэтому поступают следующим образом. Подбирают из имеющихся в наличии катушек и конденсаторов наиболее близкие к расчетным значениям, пересчитывают фильтр на эти подобранные значения L и C и определяют, насколько велико получается расхождение между заданными условиями и результатами, полученными из перерасчета. Если это расхождение невелико—порядка нескольких процентов, то можно примириться с несколько ухудшенными условиями работы фильтра. В противном случае необходимо фильтр рассчитать заново. Но всегда нужно помнить, что даже при полном соответствии расчетных и действительных данных элементов фильтра недоброкачественный монтаж фильтра может неузнаваемо исказить его характеристику.

ЦЕПИ *RC* В КАЧЕСТВЕ ФИЛЬТРОВ

Очень широкое применение находит в качестве фильтров сочетание активного сопротивления R и емкости C. Такие цепи позволяют осуществить разделение постоянного и переменного токов, а при определенных комбинациях R и C — и разделение переменных токов различных частот. Поэтому цепи RC часто называют RC-ф и л ь т р а м и или б е з ы н д у к ц и о н н ы м и ф и л ь т р а м и, но, строго говоря, они не являются фильтрами в настоящем смысле этого слова и не обеспечивают таких результатов в отношении задержания или пропуска тех или иных частот или полосы частот, как рассмотренные выше фильтры, — активное сопротивление одинаково реагирует на все частоты, в том числе и на постоянный ток ($f=0$).

К помощи цепей RC приходится прибегать особенно в случае необходимости выделения узкой полосы очень низких частот. Правда, и в этом случае можно было бы изготовить один из рассмотренных выше фильтров нижних частот, но для этого пришлось бы применить большое число катушек и конденсаторов. Катушки в этом случае (ввиду необходимости получения большой индуктивности) нужны были бы со стальным сердечником, причем магнитная проницаемость сердечника не должна зависеть от величины проходящего по катушке тока. Но сердечники, обладающие такими свойствами, изготовляют из специальных магнитных сплавов, характеризующихся малой магнитной проницаемостью, что вновь приводит к большим размерам катушек. Последние увеличиваются еще и потому, что для получения катушек с большой добротностью их приходится мотать из толстого провода. Применение

кварцевого резонатора для получения фильтров очень низких частот также исключено, так как самая низкая частота, на которую изготовляется кварц, в настоящее время равна нескольким сотням герц. Поэтому для избежания получения громоздких и притом малодобротных фильтров прибегают к использованию цепей *RC*, которые отличаются малыми размерами, простотой изготовления и относительно малой чувствительностью к посторонним магнитным полям.

Очень часто цепи *RC* применяют в сочетании с ламповым усилителем — в этом случае они приобретают избирательные качества и в полосе пропускания не только не дают никакого затухания, но даже дают некоторое усиление. Но наличие в таких «электронных» *RC*-фильтрах ламп значительно ограничивает область их применения, так как лампы требуют наличия источников питания для них.

Цепи *RC* с точки зрения их «фильтрующего» действия могут быть разделены на «фильтры» нижних и верхних частот, на полосные и заграждающие фильтры.

RC-фильтры нижних и верхних частот. Простейшие *RC*-фильтры нижних частот представлены на рис. 69,*а* и *б*; там же показаны их характеристики затухания. Затухание *RC*-фильтра определяется соотношением сопротивлений *R* и $\frac{1}{\omega C}$. На низких частотах, когда сопротивление емкости *C* велико, напряжение на выходе фильтра будет немногим меньше напряжения на его входе, и, следовательно, затухание будет мало. С увеличением частоты сопротивление емкости резко уменьшается, напряжение на выходных зажимах уменьшается, и, следовательно, затухание напряжения возрастет. Крутизна кривой затухания однозвенной цепи *RC* очень мала, для увеличения ее применяют два или три звена.

Частоту *f*, при которой имеет место равенство $R=\frac{1}{\omega C}$, называют частотой р а з д е л е н и я, частотой среза $f_с$, г р а н и ч н о й частотой $f_{гр}$. Очевидно, граничная частота равна $f_{гр}=\frac{1}{2\pi RC}\approx\frac{1}{6,3\tau}$, где $\tau=RC$ *сек* — постоянная времени цепи *RC*.

Расчет цепей *RC* производят по постоянной времени $\tau=RC$ *сек*. Величина τ может колебаться в зависимости от роли, какую должна выполнять данная цепь *RC*, в очень

широких пределах. Условием нормальной работы цепи RC является соблюдение неравенства $X_C = \frac{1}{\omega C} \ll R$. В общем виде можно задать $X_C = \frac{R}{a}$, где a в зависимости от места включения ячейки RC может быть в пределах от 5 до 100 (в большинстве случаев $a = 10 \div 30$). Тогда, задавшись подходящим значением сопротивления R, определяют емкость конденсатора ячейки $C = \frac{a}{6{,}28 f_н R}$, где $f_н$ — низшая частота в данной цепи.

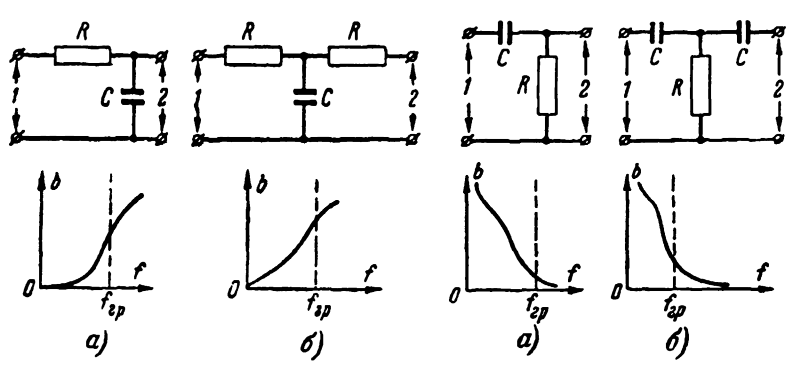


Рис. 69. Г-образный (a) и Т-образный ($б$) RC-фильтры нижних частот и их характеристики затухания.

Рис. 70. Г-образный (a) и Т-образный ($б$) RC-фильтры верхних частот и их характеристики затухания.

На рис. 70 представлены две схемы RC-фильтра верхних частот и их характеристики затухания. На низких частотах когда сопротивление емкости велико, фильтр имеет большое затухание напряжения. С увеличением частоты сопротивление емкости уменьшается, и напряжение на выходе возрастает, что дает уменьшение затухания напряжения. Крутизна кривой затухания рассматриваемой цепи очень мала и возрастает с увеличением числа ячеек. Как рассмотренная выше, так и рассматриваемая цепь RC в полосе пропускаемых частот обладают значительным затуханием. Определение граничной частоты и элементов RC-фильтра верхних частот производят так же, как и RC-фильтра нижних частот.

Если в цепь отрицательной обратной связи усилителя включить, например, RC-фильтр верхних частот, то по

принципу действия отрицательной обратной связи он выделит нижние частоты и, следовательно, превратится в электронный *RC*-фильтр нижних частот.

На рис. 71 приведены практическая схема такого фильтра и его частотная характеристика затухания. Изменяя

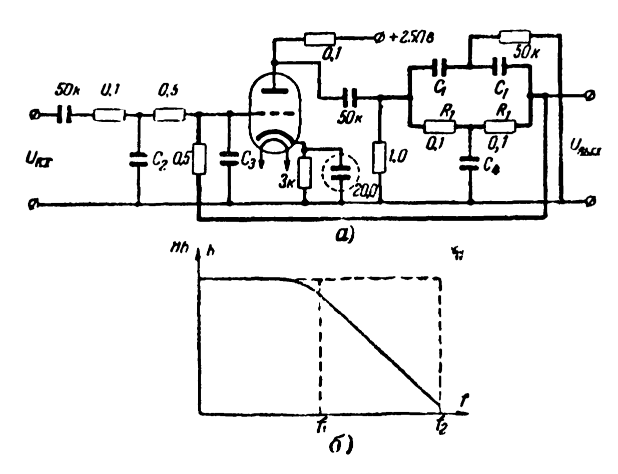


Рис. 71. Схема электронного *RC*-фильтра нижних частот (*а*) и его частотная характеристика затухания (*б*).

f_1	f_2	C_2	C_3	C_1	C_4
гц	*гц*	*пф*			
7 000	20 000	100	—	75	150
5 000	12 000	200	50	100	200
4 000	8 000	300	100	150	300
3 000	5 000	500	250	200	400

величины емкостей C_1, C_2, C_3, C_4, можно получить различные полосы пропускания. Здесь же (под рисунком) в качестве примера приводится таблица некоторых значений этих емкостей и соответствующих им частот, при которых ослабление равно 2 *дб* (f_1) и 24 *дб* (f_2).

Частота среза электронного фильтра нижних частот приближенно может быть определена по формуле

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_1 \sqrt{A}},$$

где *A* — коэффициент усиления усилителя без обратной связи.

На рис. 72 приведена аналогичная схема фильтра верхних частот. В цепь отрицательной обратной связи усилителя включен фильтр нижних частот (R_1C_1). Для увеличения крутизны частотной зависимости усиления на выходе усилителя включено звено фильтра верхних частот. Часто-

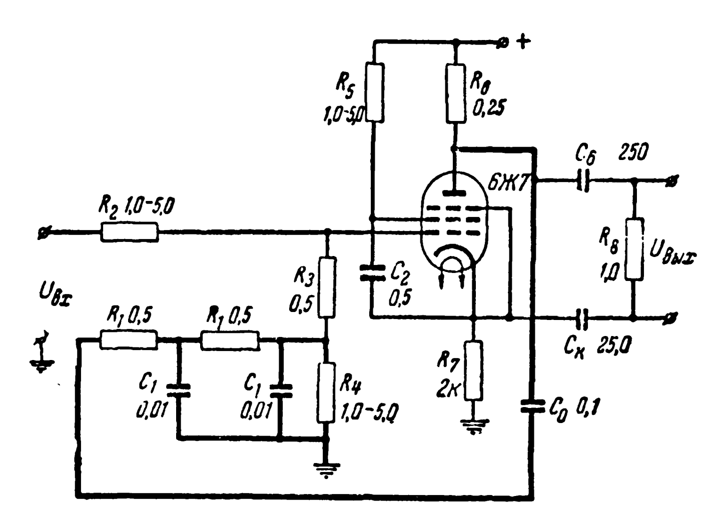


Рис. 72. Электронный RC-фильтр верхних частот.

ту среза фильтра верхних частот приближенно можно определить по формуле

$$f_c \approx \frac{\sqrt{A}}{2\pi R_1 C_1},$$

где, как и раньше, A — коэффициент усиления усилителя без обратной связи.

Полосные и заграждающие RC-фильтры. Простейшая схема полосного RC-фильтра показана на рис. 73. Как видно из этого рисунка, он состоит из последовательно включенных звеньев фильтров верхних и нижних частот. Действие такого полосного RC-фильтра основано на том, что емкость первого звена вызывает затухание более низких частот, а емкость второго звена — затухание более высоких частот. Средняя частота полосы пропускания, при которой затухание фильтра минимально, может быть определена по приближенной формуле

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \; [гц].$$

Если $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$, то $f_0=\frac{1}{2\pi RC}\approx\frac{1}{6{,}3\tau}$.

Данная схема полосного RC-фильтра обладает малой крутизной кривой частотной зависимости затухания и большим затуханием в полосе прозрачности. Лучшей частотной зависимостью затухания обладает многозвенный фильтр,

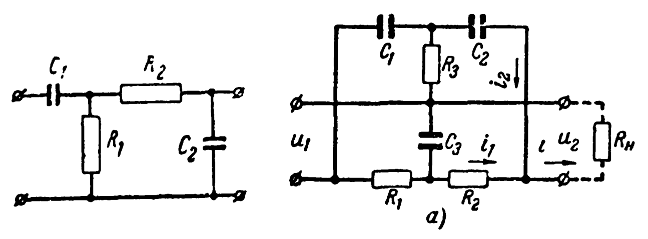


Рис. 73. Простейший полосный RC-фильтр.

Рис. 74. Схема заграждающего RC-фильтра.

но с увеличением числа звеньев увеличивается и затухание в полосе пропускания.

На рис. 74 представлена схема заграждающего RC-фильтра. Действие его основано на том, что при определенном соотношении параметров схемы токи i_1 и i_2 на частоте f_0 равны друг другу и противоположны по фазе, вследствие чего суммарный ток i, а следовательно, и напряжение u_2 на нагрузочном сопротивлении $R_н$ равны нулю.

Если в схеме рис. 74 принять $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$, то коэффициент передачи $A_f=\frac{u_2}{u_1}$ полностью равным нулю получается при соблюдении условий

$$\omega_0=\sqrt{\frac{\alpha}{2}}\cdot\frac{1}{RC} \quad \text{и} \quad \alpha=\frac{R}{R_3}=\frac{4C}{C_3}.$$

Наиболее острая кривая характеристики получается при $\alpha=2$, т. е. при

$$\omega_0 RC=1;$$

$$R=2R_3,$$

$$C=\frac{C_3}{2}. \qquad (25)$$

Пусть, например, необходимо устранить 50-периодный фон от попадания в нагрузочное сопротивление. Задавшись $R_1 = R_2 = R = 3 \cdot 10^4$ *ом*, находим:

$$C_1 = C_2 = C = \frac{1}{\omega R} = \frac{10^6}{2\pi \cdot 50 \cdot 3 \cdot 10^4} \approx 0{,}1 \text{ мкф};$$

$$C_3 = 2C = 0{,}2 \text{ мкф}; \quad R_3 = \frac{R}{2} = 15 \text{ ком}.$$

Благодаря очень узкой полосе пропускания фильтра (3—5 *гц*) его влияние на прохождение полезного сигнала практически будет незаметно. Для более точной настройки сопротивление R_3 можно сделать переменным, взяв максимальную величину его несколько больше расчетной.

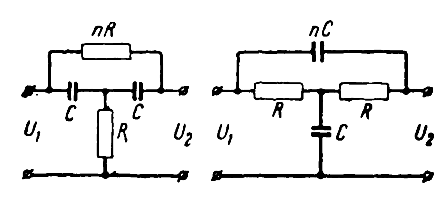


Рис. 75. Два варианта Т-образных мостовых *RC*-фильтров.

Если рассмотренный на рис. 74 фильтр использовать в цепи отрицательной обратной связи усилителя, то, очевидно, его частотная характеристика перевернется, и на частоте f_0, где коэффициент передачи фильтра был равен нулю, усиление усилителя будет теперь максимальным и будет равно усилению A без обратной связи. На частотах ниже и выше f_0 за счет увеличения отрицательной обратной связи усиление усилителя будет резко уменьшаться. Таким образом, можно получить очень острую кривую избирательности.

Кроме рассмотренной сдвоенной Т-образной схемы заграждающего фильтра, применяют Т-образные мостовые *RC*-фильтры (рис. 75). Частота максимального затухания обеих этих схем определяется по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{n}\, RC} = \frac{1}{6{,}28\tau \sqrt{n}}.$$

Одна из практических схем одноступенчатого электронного полосного *RC*-фильтра с заграждающим фильтром сдвоенной Т-образной схемы в цепи отрицательной обратной связи приведена на рис. 76. Для нормальной ра-

боты этой схемы рекомендуется выбирать сопротивления $R_1=R_2=R$ в пределах $0{,}5\ R_c \geqslant R \geqslant (7-15)\ R_a$, и при заданных f_0 и α (в пределах (1—2) остальные элементы определяют из соотношений (25). Относительную полосу прозрачности фильтра рис. 76 можно регулировать изменением величины R_c: чем меньше сопротивление утечки, тем шире полоса пропускания.

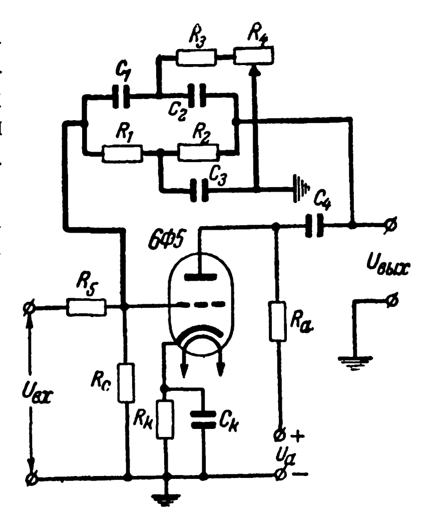


Рис. 76. Схема *RC*-фильтра по схеме рис. 74 в цепи отрицательной обратной связи.

$R_1 = R_2 = 130$ *ком*; $C_1 = C_2 = 300$ *пф*; $C_3 = 600$ *пф*; $R_3 = 40$ *ком*; $R_4 = 30$ *ком*; $R_5 = 700$ *ком*; $R_а = 230$ *ком*; $R_к = 3$ *ком*; $C_к = 2$ *мкф*; $C_4 = 0{,}1$ *мкф*.

Исследование таких схем показывает, что их применение тем целесообразнее, чем ниже рабочий диапазон частот *RC*-фильтра. Эти схемы позволяют получить значительное усиление сигнала в пределах полосы пропускания. Ослабление сигнала вне полосы пропускания при расстройке в 10% относительно крайней частоты можно получить в 10 раз.

Недостатком таких одноступенчатых *RC*-фильтров является неравномерность усиления в пределах полосы пропускания и незначительное ослабление вне полосы пропускания.

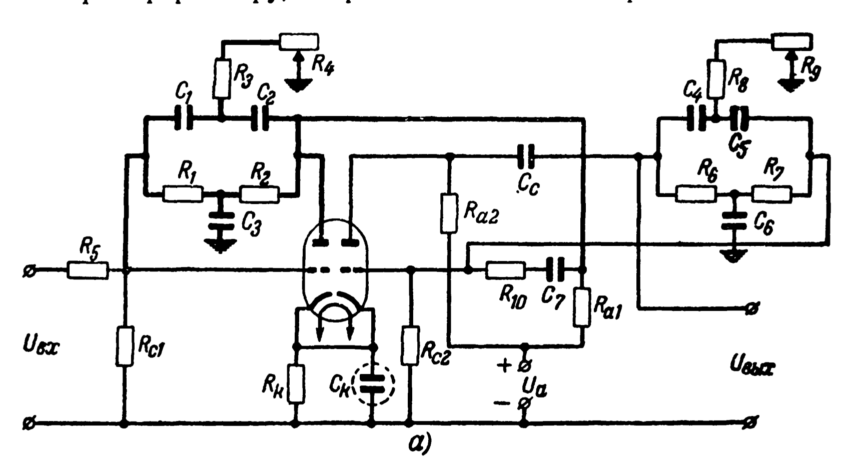
При необходимости сделать полосной *RC*-фильтр на более широкую полосу пропускания можно использовать схему усилителя с отрицательной обратной связью, состоящую из двух ступеней, несколько расстроенных одна относительно другой. Такая схема со всеми данными приведена на рис. 77,*а*, а ее частотная характеристика — на рис. 77,*б*. Относительная ширина полосы пропускания этого фильтра вдвое больше, чем у одноступенчатой схемы.

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Включаемый в цепь выхода выпрямителя фильтр для сглаживания пульсаций, по существу, является фильтром нижних частот, так как он должен пропускать только ток нулевой частоты, т. е. постоянную составляющую выпрям-

лённого тока, и задерживать все его переменные составляющие.

Работа выпрямителя с таким фильтром показана на рис. 78. Переменное напряжение *1* сети подводится к трансформатору, вторичная обмотка которого повышает



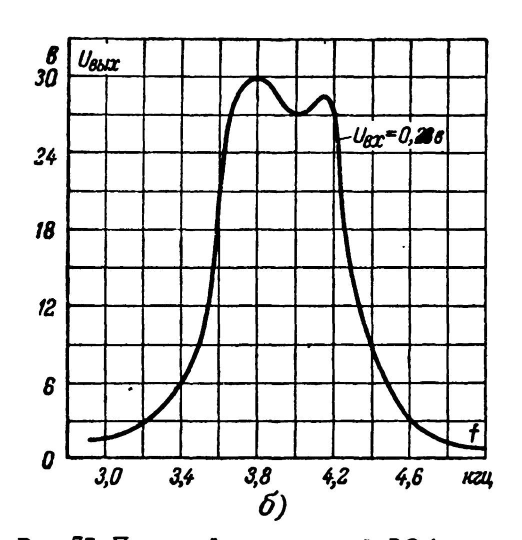


Рис. 77. Полосный электронный *RC*-фильтр.

а — схема ($C_1 = C_2 = C_4 = C_5$ =300 *пф*; C_3=C_6=600 *пф*; C_c = 0,1 *мкф*; R_1=R_2=130 *ком*; $R_3 = R_8$ = 40 *ком*; $R_5 = R_{10}$ = 360 *ком*; R_6=R_7 = 145 *ком*; R_4=R_9= 20 *ком*; R_{a1}=0,1 *Мом*; $R_{a2} = R_{c1} = R_{c2}$= 3,3 *Мом*; $R_к$ = 600 *ом*; $C_к$ = 10 *мкф*);

б — частотная характеристика.

это напряжение до расчетной величины 2 и подает его на аноды выпрямительной лампы. Проходящий при этом в анодной цепи ток 3 меет пульсирующий характер. Если током такой формы питать радиоприемник, то в телефоне или громкоговорителе будет слышен «фон» — тон с частотой пульсаций анодного тока выпрямителя (в схеме рис. 78 наиболее сильно будет проявляться частота, равная двойной частоте тока, питающего первичную обмотку трансформатора). Чтобы уничтожить этот мешающий приему

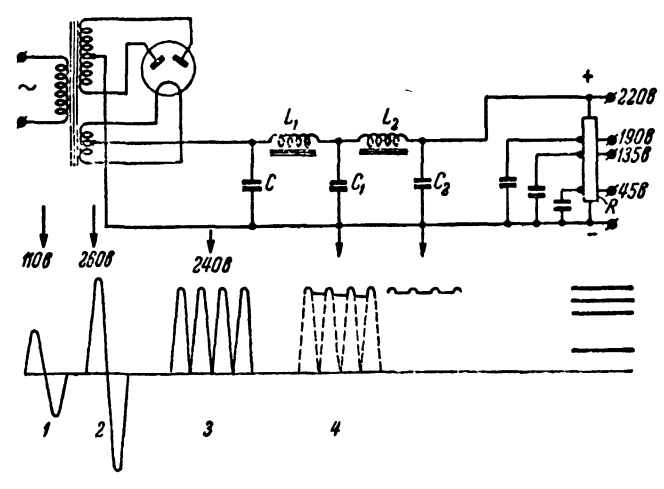


Рис. 78. Двухполупериодная выпрямительная схема с двойным диодом с конденсаторным входом, двухзвенным сглаживающим фильтром и стабилизирующим сопротивлением.

фон, к приемнику должна быть подведена только постоянная составляющая выпрямленного тока, все же его переменные составляющие должны быть задержаны. Эту задачу может выполнить фильтр нижних частот.

Вообще говоря, расчет сглаживающего фильтра даже в упрощенном виде — задача достаточно сложная, так как функции этого фильтра сводятся не только к фильтрации пульсаций напряжения. Конденсатор C, например, является в то же время и регулятором величины выпрямленного напряжения, так как во время зарядки он поглощает пульсации выпрямленного тока и отдает заряд обратно в линию, когда напряжение на нем падает. Конденсатор C_1 поглощает пульсации тока, хотя и ослабленные дросселем L_1 но все же через него просачивающиеся. На

третьем конденсаторе C_2 практически пульсаций нет, и он всегда находится в полностью заряженном состоянии. Этот конденсатор играет роль как бы «резервуара тока», поддерживающего всегда напряжение на нагрузочном сопротивлении постоянным, даже если потребляемый устройством, питаемым выпрямителем, ток почему-либо будет резко изменяться, например, во время резкого увеличения приходящих к приемнику сигналов (выкрики). Все эти обстоятельства должны учитываться при полном расчете фильтра.

Рассмотренный тип сглаживающего фильтра называется фильтром с конденсаторным входом. Но можно применять для целей сглаживания и фильтр с индуктивным входом (конденсатор C на рис. 80 отсутствует). Сглаживающий фильтр с конденсаторным входом дает при прочих равных условиях выход постоянного тока с более высоким напряжением, чем фильтр с индуктивным входом, но он требует, чтобы выпрямительная лампа могла безопасно пропускать большие пики тока, необходимые для зарядки конденсатора C. Следовательно, при данной лампе фильтр с конденсаторным входом может обеспечить вообще меньший нагрузочный ток без риска повреждения этой лампы. В тех случаях, когда такие пики тока могут оказаться вредными для выпрямительной лампы, как, например, для газотронов, сглаживающий фильтр должен начинаться с индуктивности. Поэтому в приемниках, всегда требующих для питания сравнительно небольшой ток, применяют фильтры с конденсаторным входом и в качестве выпрямительных ламп применяют кенотроны. В передатчиках же, которые требуют для питания больших токов, в качестве выпрямительных лам применяют газотроны, а так как они боятся перегрузки (толчков тока), то в этом случае применяют сглаживающие фильтры с дроссельным входом.

Упрощенный расчет сглаживающих фильтров можно производить следующим образом. Прежде всего определяют необходимую емкость конденсатора C на входе фильтра. Эта емкость может быть определена по формуле

$$C \approx \frac{0,25}{fR_э a}, \qquad (26)$$

где a — коэффициент пульсации, равный $\frac{U_1}{U_0}$, где, в свою очередь, U_1 — амплитуда переменной составляющей (первой гармоники) выпрямленного пульсирующего напряжения;

U_0 — постоянная составляющая выпрямленного напряжения; f — частота пульсаций, равная при частоте тока в сети 50 *гц* для однополупериодного выпрямителя тоже 50 *гц*, а для двухполупериодного 100 *гц*; $R_э$ — сопротивление эффективной нагрузки выпрямителя, состоящее из полезного нагрузочного сопротивления $R_н$, равного частному от деления напряжения на выходе фильтра U_0 на ток в нагрузочном сопротивлении, сопротивления $R_{др}$ дросселя, сопротивления $R_{тр}$ трансформатора выпрямителя и внутреннего сопротивления выпрямительного элемента R_i. Все эти величины зависят от мощности выпрямительной установки и в каждом отдельном случае могут быть подсчитаны. Коэффициент пульсаций a берут от 0,05 до 0,2 в зависимости от величины сопротивления $R_э$; чем больше сопротивление $R_э$, тем меньше коэффициент пульсаций.

Обычно в качестве емкости C применяют конденсатор емкостью 10—20 *мкф* в случае использования выпрямительной лампы (в случае твердых выпрямительных элементов можно брать емкость значительно больше) и затем определяют коэффициент пульсаций a, если он необходим для дальнейших расчетов. Чрезмерное повышение емкости этого конденсатора способствует повышению постоянной составляющей выпрямленного напряжения, но в то же время приводит к чрезмерному повышению импульса тока через выпрямительную лампу и большим колебаниям выпрямленного напряжения при изменении нагрузки.

Для расчета Г-образных звеньев L_1C_1 и L_2C_2 (рис. 78) или в случае сглаживающего фильтра с индуктивным входом для определения необходимых значений L и C можно пользоваться графиком рис. 79. В случае однозвенного сглаживающего фильтра график рис. 79 дает непосредственно произведение LC (соответствующее произведению L_1C_1 рис. 78) для заданного коэффициента сглаживания или коэффициента фильтрации $n = \frac{U_2}{U_1}$, где U_1 — переменная составляющая пульсирующего напряжения на входе фильтра, а U_2 — переменная составляющая напряжения на выходе фильтра. Если же фильтр двухзвенный, как показано на рис. 78, то для каждого звена находят отдельные значения произведений для данных коэффициентов сглаживания каждого фильтра (n_1 для L_1C_1 и n_2 для L_2C_2), и результирующий коэффициент сглаживания n

равен произведению из n_1 и n_2, т. е. $n=n_1n_2$. Если звенья одинаковые, то очевидно, что $n=n_1^2$.

В радиолюбительской практике в настоящее время применяют обычно двухполупериодное выпрямление, так что для расчета сглаживающего фильтра нужно пользоваться прямой, обозначенной на графике рис. 79 100 *гц*. Фон

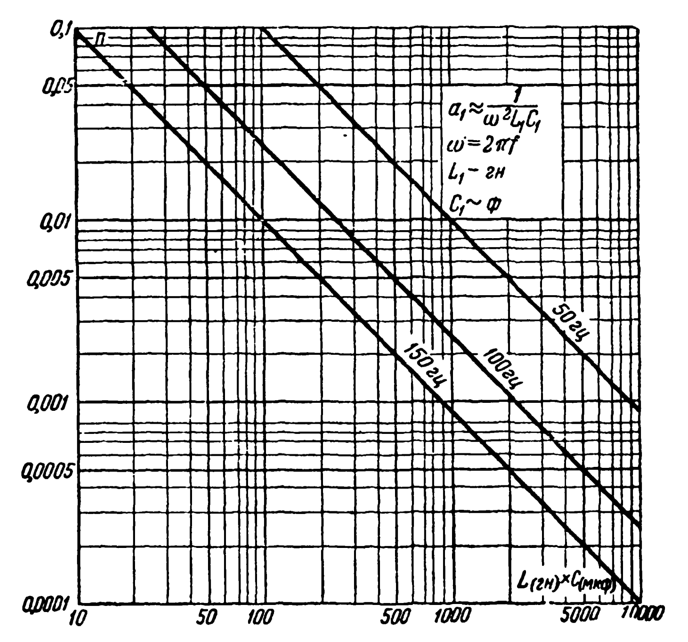


Рис. 79. График для определения произведения *LC* одного звена сглаживающего фильтра.

практически не будет прослушиваться на выходе приемника, если результирующий коэффициент сглаживания n лежит в пределах 0,0005—0,0001 (0,05—0,01%). Если принять даже $n=0{,}05\%$, то из графика рис. 79 следует, что в случае одного звена фильтра произведение LC (при 100 *гц*) должно быть порядка 5 000, при двухзвенном же фильтре, состоящем из одинаковых звеньев, произведение LC каждого фильтра должно составлять лишь около 110. Это следует из того, что коэффициент сглаживания каждого звена должен в этом случае равняться $n_1=\sqrt{n}=\sqrt{0{,}0005}\approx 0{,}023$, чему и соответствует произведение $LC\approx 110$. Отсюда следует, что для получения хорошего

сглаживания при одном звене потребуются слишком большие и, следовательно, дорогие и неэкономичные индуктивности и емкости, в то время как при двухзвенном фильтре это достигается сравнительно легко.

Заметим, что ячейки *LC* можно рассчитывать и по формулам для фильтров нижних частот, задавшись предварительно частотой среза, примерно 20—30 *гц*. Число необходимых звеньев фильтра и затухание определяются по кривым рис. 31.

Нужно заметить, что в каждом отдельном случае имеется минимальное значение индуктивности первого звена L_1, ниже которого идти нельзя. Назначение индуктивности — поддерживать в цепи фильтра ток, когда выпрямительная лампа тока не пропускает. Если L_1 слишком мала, то конденсатор будет полностью разряжаться, требуемые от лампы пики тока для новой зарядки конденсатора будут велики, и напряжение на нагрузочном сопротивлении будет сильно меняться. Для радиолюбительской практики в среднем можно принять $L_{1мин}$ равным примерно 8—10 *гн*.

В качестве одного из дросселей сглаживающего фильтра может быть использована подмагничивающая катушка электродинамического громкоговорителя, но по целому ряду причин эта катушка работает в качестве дросселя менее удовлетворительно и даже может послужить, если не принять соответствующих мер, причиной появления добавочного фона.

Наконец, работу выпрямителя можно улучшить, если его включить не непосредственно, скажем, на приемник, а на добавочное нагрузочное сопротивление *R* (рис. 78), которое стабилизирует напряжение на выходе фильтра при разных нагрузках, предупреждает появление перенапряжений на конденсаторах фильтра при включении его на небольшую нагрузку и может служить делителем напряжения для подачи его на разные цепи приемника, не потребляющие больших токов (экранирующие сетки и т. п.). Кроме того, это сопротивление будет разряжать конденсаторы фильтра при выключении приемника. Величина сопротивления должна быть достаточно большой, чтобы создаваемая им дополнительная нагрузка на выпрямитель составляла не больше 5—10% от тока, потребляемого всем приемником. Практически оно берется в пределах 100—500 *ком*.

Чтобы при использовании этого сопротивления в качестве делителя напряжения для питания разных цепей одного и того же приемника избежать вредного взаимодействия между этими цепями, каждый участок сопротивления должен быть шунтирован достаточно большой емкостью (порядка нескольких микрофарад в случае высоких частот). Эти емкости, помимо того, что они способствуют дальнейшей стабилизации и фильтрации выпрямленного напряжения, образуют вместе с шунтируемыми ими сопротивлениями так называемые развязывающие фильтры.

Необходимо отметить, что правильно рассчитанный сглаживающий фильтр может не дать желаемых результатов, если его неправильно смонтировать. Если, например, дроссели фильтра включить в минусовый провод выпрямленного напряжения и этот провод заземлить (последнее обычно и делается), то пульсация выпрямленного напряжения может пройти к нагрузочному сопротивлению помимо дросселей, через емкость между вторичной обмоткой трансформатора выпрямителя и землей, в результате чего на нагрузочном сопротивлении появится фон. Поэтому дроссели рекомендуется включать в положительный провод выпрямленного напряжения. Далее, необходимо так располагать в установке дроссели и силовой трансформатор, чтобы свести к минимуму их взаимную связь, вызываемую их магнитными потоками. Обычно наилучшее расположение деталей выпрямителя определяется опытным путем.

Если в качестве сглаживающего фильтра применена цепь RC, то, обозначив переменную составляющую пульсирующего напряжения на входе ячейки RC через U_1 и переменную составляющую на выходе ячейки через U_2, найдем, что $\frac{U_2}{U_1} = \beta = \frac{1}{6{,}3f\tau}$, где f — частота переменной составляющей пульсирующего напряжения; τ — постоянная времени ячейки RC-фильтра. Отсюда следует, что $\tau = \frac{1}{6{,}3f\beta}$ [*сек*]. Задавшись нужным значением β, определяют соответствующее ему τ. Если τ окажется большим, больше 0,1 *сек* (что соответствует большим значениям R и C), то включают последовательно с первой вторую ячейку RC и для заданного β определяют новую постоянную времени τ' из соотношения $\tau' = \frac{1}{6{,}3f\sqrt{\beta}}$ [*сек*], если ячейки RC предпола-

гаются одинаковыми, как это в большинстве случаев практики и бывает. После определения τ (или τ') задаются или сопротивлением R, или емкостью C и определяют по одной выбранной величине другую.

Пример. Рассчитать *RC*-фильтр (рис. 80) к однополупериодному выпрямителю, если заданы коэффициенты пульсации: на входе фильтра $a_1 = 10\%$ и на выходе фильтра $a_2 = 0{,}05\%$. Находим значение коэффициента $\beta = \frac{a_2}{a_1} = \frac{0{,}05}{10} = 0{,}005$. Тогда $\tau = \frac{1}{6{,}3 \cdot 50 \cdot 0{,}005} = 0{,}64$ *сек*, т. е. необходим двухзвенный фильтр. Находим новое значение $\tau' = \frac{1}{6{,}3 f \sqrt{\beta}} = \frac{1}{6{,}3 \cdot 50 \sqrt{0{,}005}} = 0{,}045$ *сек*. Выбираем емкости C_1 по 20 *мкф*, следовательно, $R_1 = \frac{\tau'}{C_1} = \frac{0{,}045}{20 \cdot 10^{-6}} = 2\,250$ *ом*.

Емкость C на входе фильтра определяют по формуле (26), причем $R_э$ должно учитывать и сопротивления фильтра. При этом может оказаться, что принятый нами коэффициент пульсации a не соблюдается или емкость C получается либо слишком малой, либо слишком большой, тогда вновь нужно пересчитать весь фильтр, учитывая уже найденное значение $R_э$.

Вообще *RC*-фильтры применяют обычно в тех случаях, когда к качеству фильтра не предъявляется таких высоких требований, как в случае обычных фильтров, и в тех случаях, когда в цепи фильтра проходит не только переменная, но и постоянная составляющая тока, а на сопротивлении необходимо выделить падение напряжения постоянной составляющей. Фильтрующее действие рассматриваемого фильтра тем больше, чем больше сопротивление R и емкость C. Но большое сопротивление вызывает большое падение напряжения на нем от постоянной составляющей, понижая тем самым величину постоянного напряжения, поступающего на приемник. Отсюда следует, что такой фильтр можно применять только в том случае, когда потребляемая постоянная составляющая выпрямленного тока невелика.

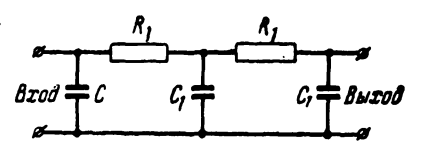


Рис. 80. Схема к примеру расчета сглаживающего *RC*-фильтра.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О КОМПЛЕКСНЫХ ЧИСЛАХ

Знание комплексных чисел и правил их применения оказывает большую помощь при чтении технической литературы.

Чтобы обозначить изменение фазового угла какой-нибудь величины на 90°, снабжают эту величину множителем — „оператором" — j (жи). Это можно представить графически. Пусть имеем графические оси xOx' и yOy' (рис. 81) и отрезком OA, нанесенным на оси x, представлена неизвестная величина X. Если мы желаем повернуть отрезок OA „вперед", в положительном направлении (против часовой стрелки) на 90°, т. е. в положение OB, то мы должны отрезок OA или величину X снабдить оператором j. Таким образом, величина jX будет изображаться уже отрезком OB. Дальнейшее применение j повернет отрезок OB в положение OC, т. е. выражение j^2X будет изображаться отрезком OC. Но отрезок OC находится в положении, прямо противоположном отрезку OA. т. е. в положении OA', повернутом на 180°, так что $j^2X = -X$. Следовательно, мы можем написать, что $j^2 = -1$, откуда вытекает, что $j = \sqrt{-1}$. Число j, называемое **мнимой** единицей, подчиняется всем обычным законам арифметики:

$$j^2 = -1;\ j^3 = j^2 \cdot j = -j;\ j^4 = j^2 \cdot j^2 = -1(-1) = 1;$$

$$\frac{1}{j} = \frac{j}{jj} = \frac{j}{j^2} = -j \text{ и т. д.}$$

Всякое действительное число, умноженное на j, называют мнимым числом.

Комплексным числом называют выражение вида $R + jX$, где R и X являются действительными числами, и оно может быть представлено графически вектором OC (рис. 82), являющимся результирующим вектором — геометрической суммой векторов $OA = R$ (единиц) и $OB = X$ (единиц). Длину вектора OC, равную $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$, называют **модулем** или **абсолютной величиной** вектора выражения $R + jX$.

Нетрудно видеть, что выражение $R + jX$ можно понимать, как состоящее из вектора R и перпендикулярного ему вектора X, а модуль $\sqrt{R^2 + X^2}$ будет соответствовать сумме этих двух векторов.

Фазовый угол φ между результирующим вектором OC и горизонтальным вектором OA определяется как

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X}{R}$$

или

$$\cos\varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2+X^2}}.$$

Комплексная система особенно удобна при расчетах, относящихся к переменным токам. Полное сопротивление цепи из активного со-

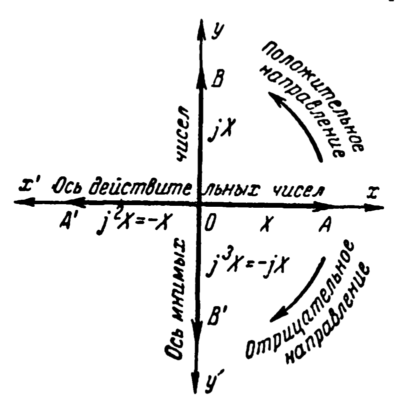


Рис. 81.

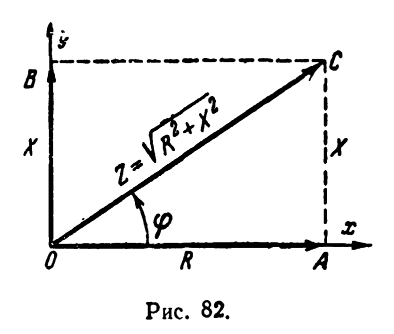


Рис. 82.

противления R, включенного последовательно с реактивным сопротивлением индуктивности X_L (или емкости X_C) можно представить как вектор $R + jX_L$ (или соответственно $R - jX_C$). Если активное сопротивление включено последовательно с реактивными сопротивлениями X_L и X_C, то полное сопротивление цепи будет равно $R + j(X_L - X_C)$. При параллельном включении двух полных сопротивлений $z_1 = R_1 + jX_1$ и $z_2 = R_2 + jX_2$ результирующее полное сопротивление будет равно:

$$z = \frac{z_1 \cdot z_2}{z_1 + z_2} = \frac{(R_1 + jX_1)(R_2 + jX_2)}{R_1 + R_2 + j(X_1 + X_2)}.$$

Правила действия над комплексными числами

$$z_1 = R_1 + jX_1;\; z_2 = R_2 + jX_2.$$

1. Сложение

$$z_1 + z_2 = (R_1 + jX_1) + (R_2 + jX_2) = (R_1 + R_2) + j(X_1 + X_2),$$

т. е. отдельно складывают действительные числа, отдельно—мнимые.

2. Вычитание

$$z_1 - z_2 = (R_1 + jX_1) - (R_2 + jX_2) = R_1 - R_2 + j(X_1 - X_2),$$

т. е. действительное число вычитают из действительного, мнимое—из мнимого.

3. Умножение

$$z_1 \cdot z_2 = (R_1 + jX_1)(R_2 + jX_2) = (R_1R_2 + j^2X_1X_2) + j(X_1R_2 + X_2R_1) = \\ = (R_1R_2 - X_1X_2) + j(X_1R_2 + X_2R_1).$$

4. Деление

а) $$\frac{1}{R+jX} = \frac{R-jX}{(R+jX)(R-jX)} = \frac{R-jX}{R^2+X^2} = \\ = \frac{R}{R^2+X^2} - j\frac{X}{R^2+X^2};$$

б) $$\frac{z_1}{z_2} = \frac{R_1+jX_1}{R_2+jX_2} = \frac{(R_1+jX_1)(R_2-jX_2)}{(R_2+jX_2)(R_2-jX_2)} = \\ = \frac{(R_1+jX_1)(R_2-jX_2)}{R_2^2+X_2^2} = \frac{R_1R_2+X_1X_2}{R_2^2+X_2^2} + j\frac{X_1R_2-X_2R_1}{R_2^2+X_2^2}.$$

5. **Сопряженные комплексные числа.** Комплексные числа $(R+jX)$ и $(R-jX)$ называют сопряженными. Сумма их равна $(R+jX)+(R-jX)=2R$, разность $(R+jX)-(R-jX)=2jX$, произведение $(R+jX)(R-jX)=R^2+X^2$, частное

$$\frac{R+jX}{R-jX} = \frac{(R+jX)(R+jX)}{(R-jX)(R+jX)} = \frac{R^2+2jXR-X^2}{R^2+X^2}.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Босый Н. Д., Электрические фильтры, Гостехиздат, Киев, 1955.

2. Голубцов М. Г., Электромеханические фильтры радиочастот, Госэнергоиздат, Москва, 1957.

3. Конашинский Д. А., Электрические фильтры, Госэнергоиздат, Москва, 1953.

4. Котельников В. А., Николаев А. М., Основы радиотехники, т. 1, Связьиздат, Москва, 1950.

5. Справочник по радиотехнике, под редакцией Смиренина Б. А., Госэнергоиздат, Москва, 1950.

Цена 3 р. 05 к.